

## 明 細 書

### 3相PWM信号発生装置

#### 技術分野

- [0001] この発明は、半導体スワッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置においてその半導体スワッチング素子によるスワッチングモートを規定する3相のPWM(パルス幅変調)信号を発生する3相PWM信号発生装置に関するものである。

#### 背景技術

- [0002] 例えば冷凍空調装置の電動機を駆動制御するインバータ装置には、3相電圧型インバータ装置が用いられている。以下に、この発明の理解を容易にするため、図36～図42を参照して、従来のインバータ装置の構成と動作について説明する。
- [0003] 図36は、従来のインバータ装置の構成例を示すブロック図である。図36に示す従来のインバータ装置は、インバータ主回路1と、インバータ主回路1が備える半導体スワッチング素子の駆動信号である3相PWM信号を発生するインバータ制御部2とを備えている。つまり、この発明は、インバータ制御部2の改良に関するものである。
- [0004] インバータ主回路1は、母線電圧Vdcを与える直流電源3と、直流電源3の正極端に接続される直流母線4aと負極端に接続される直流母線4bとの間に直列に接続される3組の半導体スワッチング素子(5a, 5b) (5c, 5d) (5e, 5f) および各半導体スワッチング素子に並列に接続されるフライホイールダイオード6a～6fとを備え、3組の半導体スワッチング素子(5a, 5b) (5c, 5d) (5e, 5f) の各直列接続端に電動機7が接続される周知の回路である。
- [0005] そして、例えば直流母線4bには、インバータ制御部2で用いる直流母線電流Idcを検出する直流電流検出手段9が設けられる。この直流電流検出手段9は、直流母線4bに挿入された検出素子(抵抗器やカレントトランスなど)と、その検出素子(抵抗器)の両端電圧、あるいはその検出素子(カレントトランス)の出力電圧を増幅する増幅器とを備え、この増幅器の出力電圧を電流換算することで直流母線電流Idcを得るようになっている。
- [0006] インバータ制御部2は、直流電流検出手段9から入力する直流母線電流Idcから相

電流 $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ を判別する相電流判別手段11と、相電流 $I_u$ ,  $I_v$ ,  $I_w$ から励磁電流 $I_\gamma$  ( $\gamma$  軸電流)及びトルク電流 $I_\delta$  ( $\delta$  軸電流)を算出する励磁電流及びトルク電流を求める手段12と、励磁電流 $I_\gamma$  及びトルク電流 $I_\delta$  から次の制御で使用する電圧指令ベクトル $V^*$ を演算する電圧指令ベクトル演算手段13と、電圧指令ベクトル $V^*$ から1キャリア周期中の3相PWM信号である通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成するPWM信号作成手段14と、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ から半導体スワッチング素子5a ~5fに印加する3相PWM信号である駆動信号 $U_p$ ,  $U_n$ ,  $V_p$ ,  $V_n$ ,  $W_p$ ,  $W_n$ を発生するPWM信号発生手段15とを備えている。なお、添え字の  $p$  は正極側であることを意味し、 $n$  は負極側であることを意味している。

- [0007] 次に、インバータ制御部2の動作について説明する。インバータ主回路1の半導体スワッチング素子5a ~5fは、正極側の直流母線4aに接続されている半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eがオン動作するか負極側の直流母線4bに接続されている半導体スワッチング素子5b, 5d, 5fがオン動作するかのどちらかであり、3相分あるので、全部で8種類 ( $2^3 = 8$ ) のスワッチングパターンないしはスワッチングモードが存在する。これが、電動機7への出力状態である。
- [0008] そこで、半導体スワッチング素子の状態表記として、半導体スワッチング素子のオン動作状態を論理値1と表記し、オフ動作状態を論理値0と表記し、電動機7への8種類の出力状態を次のようにして $V_0 \sim V_7$ の8種類の電圧ベクトル(基本電圧ベクトル)に対応付ける。この8種類の電圧ベクトルのうち、 $V_1 \sim V_6$ はベクトル長を持つ6つのスワッチングモードに対応した電圧ベクトルであり、残りの $V_0$ ,  $V_7$ はベクトル長を持たない2つのスワッチングモードに対応した電圧ベクトルである。ここで、電圧ベクトル $V_0$ ,  $V_7$ は特別に「ゼロベクトル」と称されている。電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ は「基本電圧ベクトル」と称して「ゼロベクトル」と区別する場合が多い。
- [0009] すなわち、電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ の対応関係では、直流母線4aに接続される(W相正極側スワッチング素子の論理状態、V相正極側スワッチング素子の論理状態、U相正極側スワッチング素子の論理状態)が、(0,0,1)の場合を電圧ベクトル $V_1$ とし、(0,1,0)の場合を電圧ベクトル $V_2$ とし、(0,1,1)の場合を電圧ベクトル $V_3$ とし、(1

,0,0)の場合を電圧ベクトルV4とし、(1,0,1)の場合を電圧ベクトルV5とし、(1,1,0)の場合を電圧ベクトルV6とする。

[0010] また、2つのゼロベクトルV0, V7の対応関係では、直流母線4aに接続される(W相正極側スイッチング素子の論理状態、V相正極側スイッチング素子の論理状態、U相正極側スイッチング素子の論理状態)が、(0,0,0)の場合をゼロベクトルV0とし、(1,1,1)の場合をゼロベクトルV7とする。

[0011] 6つの電圧ベクトルV1 ~V6の発生中においては、電動機7の巻線に流れる電流は、直流母線4a, 4bに流れるので、直流電流検出手段9にて検出することができ、直流母線電流Idcとして観測することができる。一方、ゼロベクトルV0, V7については、直流母線電流Idcとして観測することはできない。

[0012] 図37は、以上説明した8種類の電圧ベクトル(基本電圧ベクトル)、対応するスイッチングモード及び直流母線電流Idcとして観測できる相電流の関係をまとめて示したものである。図37に示すように、相電流は、ゼロベクトルV0, V7では、観測不可であるが、電圧ベクトルV1では「 $I_u$ (U相電流)」として観測され、電圧ベクトルV2では「 $I_v$ (V相電流)」として観測され、電圧ベクトルV3では「 $-I_w$ (W相電流)」として観測され、電圧ベクトルV4では「 $I_w$ 」として観測され、電圧ベクトルV5では「 $-I_v$ 」として観測され、電圧ベクトルV6では「 $-I_u$ 」として観測される。

[0013] さて、電動機7を円滑に回転させるためには、所望の電圧・周波数に対応した磁束を得る必要がある。これは、上記した8種類の電圧ベクトルを適当に組み合わせることによって実現することができる。図38は、以上説明した8種類の電圧ベクトル(基本電圧ベクトル)の位相関係、インバータ回転角と電圧指令ベクトルとの関係を説明する図である。図38では、インバータ回転方向が時計回り方向である場合に6つの電圧ベクトルV1 ~V6は、位相平面上に、時計回り方向にV1, V3, V2, V6, V4, V5の順序で60度の位相差を持って配置され、原点位置に2つのゼロベクトルV0, V7が示されている。

[0014] また、図38では、電圧ベクトルV1(U相)の方向を初期位相としたインバータ回転角 $\theta$ が電圧指令ベクトル $V^*$ の位相を与えることが示されている。そして、インバータ回転方向において生ずる上記した6つの電圧ベクトルの中の1つと電圧指令ベクトル $V^*$

との間の位相角は空間ベクトル回転角  $\theta^*$  と称されている。なお、空間ベクトル回転角  $\theta^*$  の角度範囲は、 $0 \text{ 度} \leq \theta^* < 60 \text{ 度}$  である。

[0015] 各電圧ベクトルの発生割合は、母線電圧に対する出力電圧の割合である変調率によって定まる。また、各電圧ベクトルの発生時間は、電圧指令ベクトル  $V^*$  と空間ベクトル回転角  $\theta^*$  によって決定される。そこで、相電流判別手段 11 では、各電圧ベクトルの発生中に図 37 に示す一覧テーブルに従って直流母線電流  $I_{dc}$  から相電流  $I_u, I_v, I_w$  を求める。

[0016] 次に、励磁電流及びトルク電流を求める手段 12 では、例えば、式 (1) に示すような 3 相 2 相変換行列  $[C_1]$  および式 (2) に示すような回転行列  $[C_2]$  を用いて、相電流判別手段 11 が求めた相電流  $I_u, I_v, I_w$  を励磁電流  $I_\gamma$  ( $\gamma$  軸電流) 及びトルク電流  $I_8$  ( $\delta$  軸電流) に変換する。なお、式 (2) において、 $\theta$  はインバータ回転角であり、回転方向が時計回りの場合を示す。

[0017] [数 1]

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

[0018] [数 2]

$$[C_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

[0019] ここで、励磁電流及びトルク電流を求める手段 12 が準拠する座標系が、 $d-q$  軸ではなく、 $\gamma-\delta$  軸となっている点について説明する。すなわち、電動機 7 の回転子上で N 極側を  $d$  軸とし、回転方向に  $90 \text{ 度}$  (電気角) 進んだ位相を  $q$  軸とする。しかし、同期電動機の駆動にパルスエンコーダ等の回転子位置を検出するセンサを用いない場合には、インバータ制御部 2 では回転子の  $d-q$  軸座標を正確に捉えることができず、実際には  $d-q$  軸座標系と位相差  $\alpha$  だけずれて制御している。この位相差  $\alpha = 0$  だけずれた座標系は、一般に  $\gamma-\delta$  軸座標と称され、これを用いるのが慣例となっている。この明細書では、これに準じている。

- [0020] 次に、電圧指令ベクトル演算手段13では、励磁電流及びトルク電流を求める手段12が求めた励磁電流 $I_\gamma$  ( $\gamma$  軸電流)及びトルク電流 $I_\delta$  ( $\delta$  軸電流)に基づき速度制御を含む各種ベクトル制御演算を行い、次の制御に用いる電圧指令ベクトル $V^*$ の大きさと位相を求める。この位相角は、上記のようにインバータ回転角 $\theta$ である。
- [0021] PWM信号作成手段14では、後述する各種の方式によって、電圧指令ベクトル $V^*$ に基づき通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成する。これによって、PWM信号発生手段15が、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ から半導体スイッチング素子5a～5fに印加する駆動信号である3相PWM信号 $U_p$ ,  $U_n$ ,  $V_p$ ,  $V_n$ ,  $W_p$ ,  $W_n$ を発生して半導体スイッチング素子5a～5fを制御し、電動機7が駆動される。
- [0022] さて、PWM信号作成手段14においてPWM信号を発生する方式として、従来では、60度の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、その2種類の基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たない2種類のゼロベクトルの合計4種類の基本電圧ベクトルを用いて発生する方式(以降「3相変調方式」とし)と、60度の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、上記の大きさを持たない2種類のゼロベクトルのうちのひとつとの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて発生する方式(以降「2相変調方式」とし)の2方式が主に用いられてきた。
- [0023] これは、具体的には、電圧指令ベクトル演算手段13からの電圧指令ベクトル $V^*$ に対応する2つの基本電圧ベクトルの方向に分解することで、各基本電圧ベクトルの発生時間比率を作成し、1キャリア周期中での各半導体スイッチング素子の通電時間(あるいは非通電時間)を演算する方法である。この方式には次のような難点がある。
- [0024] すなわち、直流母線電圧に対する出力電圧の割合を変調率と称すれば、上記の3相変調方式や2相変調方式では、変調率が低い場合には大きさと60度の位相差とを持つ2種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が両ベクトル共に少なくなり、スイッチングモードの保時時間幅が狭くなる。また、変調率がある程度高い場合でも電圧指令ベクトル $V^*$ が一方の基本電圧ベクトルに近い場合は、電圧指令ベクトル $V^*$ から遠い他方の基本電圧ベクトルの発生時間比率が少なくなり、スイッチングモードの保時時間幅が狭くなる。

- [0025] この2つのケースにおいては、スイッチングモードの保時時間幅が短い基本電圧ベクトルの発生区間では、十分な直流電流検出時間が確保できず、電流検出が正しく行えないので、制御性が著しく劣化すると問題があった。
- [0026] そこで、近年、上記のようなケースにおいてスイッチングモードの保時時間幅を確保するために、3相変調方式や2相変調方式とは異なるスイッチングパターンによってPWM信号を発生する方式(以下「拡張PWM方式」という)が提案されてきている(例えば特許文献1)。
- [0027] すなわち、特許文献1では、120度の位相差がある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たないゼロベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧信号を発生する3相PWM電圧発生回路が開示され、また、各々60度ずつ位相差がある3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧信号を発生する3相PWM電圧発生回路が開示されている。
- [0028] この拡張PWM方式では、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を次の2つの方法で作成する。
- [0029] すなわち、(1)1キャリア周期中のスノッチングモードとして、互いに120度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと、それら2種類の基本電圧ベクトルのどちらかのスイッチング状態から1相のみのスイッチングだけで得られるゼロベクトルの合計3種類のベクトル(これを「第1の組み合わせ」とし)の時間比制御によって通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成する。
- [0030] (2)また、1キャリア周期中のスノッチングモードとして、各々60度ずつ位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル(これを「第2の組み合わせ」とし)の時間比制御によって通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成する。以下、図39～図42を参照して説明する。
- [0031] 図39は、第1の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図40は、第1の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スノッチング素子の論理状態(スノッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

- [0032] 第1の組み合わせの場合には、例えばインバータ回転角を30度〜90度の領域について限定して考えると、図39(a)に示すように、120度の位相差を持つ基本電圧ベクトル $V_1(0,0,1)$ 、 $V_2(0,1,0)$ と、ゼロベクトル $V_0(0,0,0)$ を用い、図39(b)に示すように、 $V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ の順に切り替えることで、通電時間信号 $T_{up}$ 、 $T_{un}$ 、 $T_{vp}$ 、 $T_{vn}$ 、 $T_{wp}$ 、 $T_{wn}$ を作成することができる。この場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a、5c、5eの論理状態(スワッチングパターン)は、図40に示すようになる。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a、5c、5eに与える駆動信号 $W_p$ 、 $V_p$ 、 $U_p$ による電動機7への出力状態が図39(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。
- [0033] 図41は、第2の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図42は、第2の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。
- [0034] 第2の組み合わせの場合には、例えばインバータ回転角を30度〜90度の領域について限定して考えると、図41(a)に示すように、60度の位相差を持つ基本電圧ベクトル $V_1(0,0,1)$ 、 $V_3(0,1,1)$ 、 $V_2(0,1,0)$ を用い、図41(b)に示すように、 $V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3$ の順に切り替えることで、通電時間信号 $T_{up}$ 、 $T_{un}$ 、 $T_{vp}$ 、 $T_{vn}$ 、 $T_{wp}$ 、 $T_{wn}$ を作成することができる。この場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a、5c、5eの論理状態(スワッチングパターン)は、図42に示すようになる。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a、5c、5eに与える駆動信号 $W_p$ 、 $V_p$ 、 $U_p$ による電動機7への出力状態が図41(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。
- [0035] なお、例えば、特許文献2では、直流母線電圧が検出し難い場合に、パルス幅変調を工夫することで、十分なパルス幅を得る3相PWM電圧発生回路が開示されている。また、特許文献3では、直流母線電圧検出が必要な場合に、搬送波を1周期挿入することで、電流検出を可能にするインバータ装置等が開示されている。また、特許文献4では、変換テーブルを事前に用意しておき、直流母線電流のパルス幅を所定値以上とすることで、電流検出を可能にするPWMインバータ装置等が開示されて

いる。また、特許文献<sup>5</sup>では、直流母線電流の検出タイミングを工夫することにより、安価なマイコンにおいても直流母線電流のサンプリングを可能にするインバータ装置等が開示されている。

[006] 特許文献<sup>1</sup>:特開平<sup>7</sup>—29863<sup>1</sup>号公報

特許文献<sup>2</sup>:特許第<sup>3</sup>447366号公報

特許文献<sup>3</sup>:特開<sup>2</sup>00—224982号公報

特許文献<sup>4</sup>:特開<sup>2</sup>00—20976号公報

特許文献<sup>5</sup>:特開<sup>2</sup>00—95263号公報

## 発明の開示

### 発明が解決しようとする課題

[007] しかしながら、従来の拡張PWM方式では、次のような問題があった。すなわち、120度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たないゼロベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM信号を作成する方式では、作成する通電時間信号の大きさに制約がある。つまり、作成できる次の制御に用いる電圧指令ベクトルの大きさに制約があり、変調率の低い範囲のみにしか適用できず、使用上の制約が大きかった。

[008] また、この方式では、60度の位相差を持つ基本電圧ベクトルを使用しないので、必要以上に有効電流を流すことからインバータ効率が悪くなり、さらにモータ電流に高調波が増加し、騒音や振動が増える傾向があった。加えて、この方式では、ゼロベクトルの保持時間幅が狭くなってくると、2相同時スイッチングに近い領域が発生し、スイッチング自体が不安定になる恐れ問題もあった。

[009] 一方、各々60度ずつ位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM信号を作成する方式では、ゼロベクトルを用いないので、効率の悪化が大きかった。また、この方式では、1つの基本電圧ベクトルの幅が狭くなってくると、2相同時スイッチングに近い領域が発生し、スイッチング自体が不安定になるので、使用範囲における制約が大きかった。加えて、この方式では、実使用上、変調率あるいは空間ベクトル回転角の制約が多いため、ソフトウェアでの負荷が大きくなり、結果として高いバ



パフォーマンスのハードウェアが必要であるという問題があった。

- [0040] この発明は、上記に鑑みてなされたものであり、3相電圧型インバータ装置において、新たな装置を付加せずに、出力電圧範囲の制約が少なく、簡易な方法でスネッチングモードの保持時間幅を広くでき、直流母線の電流検出制約範囲を縮小することのできる3相PWM信号発生装置を得ることを目的とする。

#### 課題を解決するための手段

- [0041] 上述した目的を達成するために、この発明は、半導体スネッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、前記半導体スネッチング素子によるスネッチングモードを規定する3相のPWM信号を3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成手段を備えていることを特徴とする。
- [0042] この発明によれば、特別の装置を付加せずに、3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルを用いるれば簡単な方法で、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成が可能となる。

#### 発明の効果

- [0043] この発明によれば、新たな装置を付加せずに、出力電圧範囲の制約が少なく、簡易な方法でスネッチングモードの保持時間幅を広くでき、直流母線の電流検出制約範囲を縮小する形で3相PWM信号を発生することできるといふ効果を奏する。

#### 図面の簡単な説明

- [0044] [図1] 図1は、この発明の実施の形態1による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置の構成を示すブロック図である。
- [図2] 図2は、図1に示すPWM信号作成手段において3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する動作を説明する図である。
- [図3] 図3は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。
- [図4] 図4は、図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え

によって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#1)。

[図5] 図5は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が120度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図6] 図6は、図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#2)。

[図7] 図7は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が180度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図8] 図8は、図7に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#3)。

[図9] 図9は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が240度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図10] 図10は、図9に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#4)。

[図11] 図11は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が300度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図12] 図12は、図11に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り

替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#5)。

[図13] 図13は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が0度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図14] 図14は、図13に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである(パターン#6)。

[図15-1] 図15-1は、インバータ回転角とパターン#1～#6との関係をまとめて示す一覧図である。

[図15-2] 図15-2は、図15-1に示すインバータ回転角とパターン#1～#6との関係を位相平面上で示す図である。

[図16] 図16は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図17] 図17は、図16(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#21)。

[図18] 図18は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が120度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図19] 図19は、図18(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#22)。

[図20] 図20は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類の

ゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が180度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図21] 図21は、図20(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#23)。

[図22] 図22は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が240度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図23] 図23は、図22(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#24)。

[図24] 図24は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が300度付近にあるときの位相平面上での関係および3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図25] 図25は、図24(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#25)。

[図26] 図26は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が0度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図27] 図27は、図26(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン#26)。

[図28] 図28は、この発明の実施の形態3による3相PWM信号発生装置を備えるイン

バータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説明する図である。

[図29-1] 図29-1は、従来の3相変調方式や2相変調方式での2種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示す図である。

[図29-2] 図29-2は、実施の形態3による3種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示す図である。

[図30] 図30は、この発明の実施の形態4による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説明する図である。

[図31] 図31は、120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図32] 図32は、図31(b)に示す120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとによる2通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン<sup>耳</sup>31)。

[図33] 図33は、120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が120度付近にあるときの位相平面上での関係及び120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図34] 図34は、図33(b)に示す120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとによる2通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである(パターン<sup>耳</sup>32)。

[図35-1] 図35-1は、この発明の実施の形態5として、実施の形態1～4によるPWM信号を発生する方法と従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である(その1)。

[図35-2] 図35-2は、この発明の実施の形態5として、実施の形態1～4によるPWM信号を発生する方法と従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である(その2)。

[図35-3] 図35-3は、この発明の実施の形態5として、実施の形態1～4によるPWM信号を発生する方法と従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である(その3)。

[図36] 図36は、従来のインバータ装置の構成例を示すブロック図である。

[図37] 図37は、8種類の基本電圧ベクトル、対応するスワッチングモード及び直流母線電流として観測できる相電流の関係を示す図である。

[図38] 図38は、8種類の基本電圧ベクトルの位相関係、インバータ回転角と電圧指令ベクトルとの関係を説明する図である。

[図39] 図39は、図36に示すPWM信号作成手段での第1の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図40] 図40は、第1の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[図41] 図41は、図36に示すPWM信号作成手段での第2の組み合わせに用いる3種類の基本電圧ベクトルの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。

[図42] 図42は、第2の組み合わせによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

## 符号の説明

- [0045]
- 1 インバータ主回路
  - 3 直流電源
  - 4a ,4b 直流母線
  - 5a, 5b, 5c, 5d, 5e, 5f 半導体スワッチング素子
  - 6a, 6b, 6c, 6d, 6e, 6f フライホイールダイオード
  - 7 電動機

- 9 直流電流検出手段
- 皿 相電流判別手段
- 12 励磁電流及びトルク電流を求める手段
- 13 電圧指令ベクトル演算手段
- 15 PWM信号発生手段
- 20 インバータ制御部
- 21 PWM信号作成手段
- 22 PWM信号デューティ作成手段
- 23 PWM信号デューティ再分配手段
- 25, 26, 27 仮想電圧ベクトル
- 31, 32, 33 仮想電圧ベクトル
- 35, 36, 37 仮想電圧ベクトル
- 41, 42 切替ポイント

#### 発明を実施するための最良の形態

[0046] 以下に図面を参照して、この発明にかかる3相PWM信号発生装置の好適な実施の形態を詳細に説明する。

[0047] 実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置の構成を示すブロック図である。なお、図1では、図36(従来例)に示した構成要素と同一ないしは同等である構成要素には同一の符号が付されている。ここでは、実施の形態1に関わる部分を中心に説明する。

[0048] 図1に示すように、実施の形態1では、図36(従来例)に示した構成において、インバータ制御部2に代えて、インバータ制御部20が設けられている。インバータ制御部20では、図36(従来例)に示したPWM信号作成手段14に代えて、PWM信号作成手段21が設けられている。

[0049] PWM信号作成手段21は、電圧指令ベクトル作成手段13から電圧指令ベクトル $V^*$ を受けるPWM信号デューティ作成手段22と、PWM信号デューティ作成手段22の出力を受けて通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ をPWM信号発生

手段15に出力するPWM信号デューティ再分配手段23とで構成されている。

[0050] ここでは、この実施の形態1によるPWM信号作成手段21の動作について説明する。図2は、PWM信号作成手段21の動作を説明する図である。図2(a)は、PWM信号デューティ作成手段22の動作を説明する図である。図2(b)は、PWM信号デューティ再分配手段23で用いる仮想電圧ベクトルを説明する図である。図2(c)は、PWM信号デューティ再分配手段23の動作を説明する図である。

[0051] PWM信号デューティ作成手段22では、電圧指令ベクトル演算手段13からの電圧指令ベクトル $V^*$ を、その電圧指令ベクトル $V^*$ を挟む2つの基本電圧ベクトルの方向に分解することで、各基本電圧ベクトルの発生時間比率を作成する。つまり、その発生時間比率をベクトル長とする60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する。これは、従来の3相変調方式や2相変調方式と同様である。図2(a)を参照して具体的に説明する。

[0052] 図2(a)では、基本電圧ベクトル $V_1$ の方向を初期位相とした位相平面において、時計回り方向に60度の間隔で基本電圧ベクトル $V_3$ ,  $V_2$ が配置され、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にある場合、つまり電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ との間に在る場合(図2(a)では、電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_3$ の近傍にある場合を示す)の発生時間比率作成の様子が示されている。図2(a)に示すように、電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ との間に在る場合は、電圧指令ベクトル $V^*$ を基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ と、基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ とを作成する。図示できないが、同時に、対応するゼロベクトルも作成される。

[0053] 図2(a)に示すように、電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_3$ の近傍にある場合は、基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ は長い、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ は短い。そのために、従来の3相変調方式や2相変調方式では、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時での電流検出が難しいという問題があった。

[0054] この問題に関し、1キャリア制御周期中に、例えば、基本電圧ベクトル $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ およびゼロベクトル $V_0$ の組み合わせでPWM信号生成を行うと、変調率が低い場合



でも容易に電流検出が行え、且つ変調率が0.5以上の範囲にも適用でき、また効率の極度な悪化が防げるようになる。

[0055] つまり、PWM信号を60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせを用いて生成できれば、電流検出を容易にし、変調率の制約が少なく、また効率の悪化が少ない優れた自由度の高い電圧指令ベクトル $V^*$ を電圧指令ベクトル演算手段13が作成できるようになる。

[0056] しかし、このような60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの単純な組み合わせによるPWM信号によって作成される電圧指令ベクトルについては、図2(a)に示した単純な2方向分解によるベクトル作成のルール化が困難であり、PWM信号生成が単純には行えない。この場合には、電圧指令ベクトルを3方向に分解する新たなルールが必要である。

[0057] そこで、この実施の形態1では、図2(a)に示した2方向分解によるベクトル作成後に、さらに、ゼロベクトルを用いて電圧指令ベクトルを60度の位相差を持つ3つの基本電圧ベクトルと1つのゼロベクトルとに分解することにより、ベクトル作成のルール化を図れるようにした。これを行うのがPWM信号デューティ再分配手段23である。以下、具体的に説明する。

[0058] ゼロベクトルは、元々長さを持たないベクトルであるが、発生時間の許す範囲で、等しい発生時間比率を有する3つの120度の位相差がある電圧ベクトルの和と仮想的に置き換えても良いと考えることができる。以下、このベクトル長が等しい120度の位相差を持つ3つの電圧ベクトルを、ここでは、仮想電圧ベクトルと称する。図2(b)では、等しい発生時間比率 $d'$ を有する3つの120度の位相差がある仮想電圧ベクトル25, 26, 27が、図2(a)に示す60度の位相差を持つ3つの基本電圧ベクトル $V1$ ,  $V3$ ,  $V2$ と重ねて示されている。図2(b)に示すように、仮想電圧ベクトル25は基本電圧ベクトル $V1$ と同相となり、仮想電圧ベクトル26は基本電圧ベクトル $V3$ と逆相となり、仮想電圧ベクトル27は基本電圧ベクトル $V2$ と同相となる。

[0059] PWM信号デューティ再分配手段23では、図2(a)に示した従来の2変調方式や3変調方式によって作成された2種類の基本電圧ベクトルのうち、発生時間比率が短く電流検出が困難となる基本電圧ベクトルの方向が含まれるように、3つの仮想電圧ベ

クトルをそれぞれ120度の位相差がある基本電圧ベクトルの方向に重ねて両者の発生時間比率を加算する。図2(a)に示した例では、基本電圧ベクトルV1の発生時間比率d1が短いので、PWM信号デューティ再分配手段23では、図2(c)に示すように、等しい発生時間比率d'の3つの仮想電圧ベクトルを基本電圧ベクトルV1と基本電圧ベクトルV2と基本電圧ベクトルV4(-V3)とに重ねてその発生時間比率を加算する。

[0061] その結果、基本電圧ベクトルV1, V2, V3方向の発生時間比率d1', d2', d3'は、 $d1' = d1 + d'$ 、 $d2' = d'$ 、 $d3' = d3 - d'$ となる。ここで、加算結果は値1を超えない。つまり、 $d1' + d2' + d3' \equiv 1$ がPWM信号デューティ再分配手段23における制約条件である。このような簡単な処理によって、図2(a)に示す従来方式では短い発生時間比率しか得られなかった基本電圧ベクトルV1の発生時間比率を仮想電圧ベクトルの分だけ大きくすることができるので、電流検出が容易になる。PWM信号デューティ再分配手段23では、加算結果が値1以内であるれば条件下に、ゼロベクトルを用いて、電圧指令ベクトルの発生時間比率を60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1つのゼロベクトルとに再分配することになる。

[0061] 次に、図3～図14を参照して、以上のような簡易な方法で作成される3相PWM信号を具体的に説明する。図3は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図4は、図3に示す3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0062] 図3(a)では、基本電圧ベクトルV1(0, 0, 1)を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV3(0, 1, 1)と基本電圧ベクトルV2(0, 1, 0)とゼロベクトルV0(0, 0, 0)とが示されている。インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にあるときには、図3(b)に示すように、 $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V2 \rightarrow V0 \rightarrow V1$ の順に切り替えることで、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{\bar{u}p}$ ,  $T_{\bar{u}n}$ ,  $T_{v\bar{u}p}$ ,  $T_{v\bar{u}n}$ を作成することができる。なお、図3(b)と逆に、 $V0 \rightarrow V2 \rightarrow V3 \rightarrow V1 \rightarrow V0 \rightarrow V2$ の順に切り

替えてもよい。

[0063] 図3(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)は、図4に示すようになる。これをパターン1とする。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 $W_p$ ,  $V_p$ ,  $U_p$ による電動機7への出力状態が図3(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。

[0064] ここで、図2(c)の例を図4に当てはめて考えれば、U相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d1' + d3'$ である。また、V相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d2' + d3'$ である。また、W相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、0である。つまり、W相の正極側スワッチング素子は常時オフ動作状態になっている。そして、各相における負極側スワッチング素子5b, 5d, 5fの通電時間比率は、値1から正極側スワッチング素子5a, 5c, 5eの通電時間比率を引いたものとなる。これらの値に、1キャリア制御周期を乗ずることで、各スワッチング素子の1キャリア中の通電時間が定まる。

[0065] このようにして、PWM信号デューティ再分配手段23により、U相、V相、W相の正極側スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{up}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{wp}$ 、および負極側スワッチング素子5b, 5d, 5fの1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{un}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wn}$ が得られる。これに基づき、PWM信号発生手段15から、スワッチング素子5a, 5c, 5e, 5b, 5d, 5fに対して駆動信号 $U_p$ ,  $V_p$ ,  $W_p$ ,  $U_n$ ,  $V_n$ ,  $W_n$ が発せられ、電動機7が駆動可能となる。

[0066] 同様に、基本電圧ベクトル $V_1$ を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が120度付近(基本電圧ベクトル $V_2$ の方向)にある場合(図5、図6)、インバータ回転角 $\theta$ が180度付近(基本電圧ベクトル $V_6$ の方向)にある場合(図7、図8)、インバータ回転角 $\theta$ が240度付近(基本電圧ベクトル $V_4$ の方向)にある場合(図9、図10)、インバータ回転角 $\theta$ が300度付近(基本電圧ベクトル $V_5$ の方向)にある場合(図11、図12)、インバータ回転角 $\theta$ が0度付近(基本電圧ベクトル $V_1$ の方向)にある場合(図13、図14)のPWM信号の生成状態も示すことができる。

[0067] 図5は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルを用いてPWM信号を

発生する場合にインバータ回転角  $\theta$  が  $120^\circ$  付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図6は、図5に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0068] 図5(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が  $120^\circ$  付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV3(0,1,1)と基本電圧ベクトルV2(0,1,0)と基本電圧ベクトルV6(1,1,0)とゼロベクトルV7(1,1,1)とが示されている。インバータ回転角  $\theta$  が  $120^\circ$  付近にあるときには、図5(b)に示すように、V7→V3→V2→V6→V7→V3の順に切り替えることで、通電時間信号Tup, Tun, Tvp, Tv<sub>n</sub>, Twp, Tw<sub>n</sub>を作成することができる。なお、図5(b)と逆に、V7→V6→V2→V3→V7→V6の順に切り替えてもよい。

[0069] 図5(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)は、図6に示すようになる。これをパターン#2とする。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号Wp, Vp, Upによる電動機7への出力状態が図5(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合にはV相の正極側半導体スワッチング素子は常時オン動作状態になっている。

[0070] 図7は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角  $\theta$  が  $180^\circ$  付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図8は、図7に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0071] 図7(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が  $180^\circ$  付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV2(0,1,0)と基本電圧ベクトルV6(1,1,0)と基本電圧ベクトルV4(1,0,0)とゼロベクトルV0(0,0,0)とが示されている。インバータ回転角  $\theta$  が  $180^\circ$  付近にあるときには、図7(b)に示すように、V0→V2

→V6→V4→V0→V2の順に切り替えることで、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成することができる。なお、図7(b)と逆に、V0→V4→V6→V2→V0→V4の順に切り替えてもよい。

[0072] 図7(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)は、図8に示すようになる。これをパターン#3とする。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 $W_p$ ,  $V_p$ ,  $U_p$ による電動機7への出力状態が図7(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合には、U相の正極側半導体スワッチング素子は常時オフ動作状態になっている。

[0073] 図9は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角 $\theta$ が240度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図10は、図9に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0074] 図9(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角 $\theta$ が240度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV6(1, 1, 0)と基本電圧ベクトルV4(1, 0, 0)と基本電圧ベクトルV5(1, 0, 1)とゼロベクトルV7(1, 1, 1)とが示されている。インバータ回転角 $\theta$ が240度付近にあるときには、図9(b)に示すように、V7→V6→V4→V5→V7→V6の順に切り替えることで、通電時間信号 $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$ を作成することができる。なお、図9(b)と逆に、V7→V5→V4→V6→V7→V5の順に切り替えてもよい。

[0075] 図9(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)は、図10に示すようになる。これをパターン#4とする。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号 $W_p$ ,  $V_p$ ,  $U_p$ による電動機7への出力状態が図g(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合には、W相の正極側半導体スワッチング素子は常時オン動作状態になっている。

[0076] 図11は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角  $\theta$  が300度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図12は、図11に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0077] 図11(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が300度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV4(1,0,0)と基本電圧ベクトルV5(1,0,1)と基本電圧ベクトルV1(0,0,1)とゼロベクトルV0(0,0,0)とが示されている。インバータ回転角  $\theta$  が300度付近にあるときには、図11(b)に示すように、V0→V4→V5→V1→V0→V4の順に切り替えることで、通電時間信号Tup, Tun, Tvp, Tvn, Twp, Twnを作成することができる。なお、図11(b)と逆にV0→V1→V5→V4→V0→V1の順に切り替えてもよい。

[0078] 図11(b)に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)は、図12に示すようになる。これをパターン#5とする。PWM信号発生手段15が半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eに与える駆動信号Wp, Vp, Upによる電動機7への出力状態が図11(b)に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合には、V相の正極側半導体スワッチング素子は常時オフ動作状態になっている。

[0079] 図13は、3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角  $\theta$  が0度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図14は、図13に示す3種類の基本電圧ベクトルの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)の一例を示すタイムチャートである。

[0080] 図13(a)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が0度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトルV5(1,0,1)と基本電圧ベクトルV1(0,0,1)と基本電圧ベクトルV3(0,1,1)とゼロベクトルV7(1,1,1)とが示されている。

。インバータ回転角  $\theta$  が 0 度付近にあるときには、図 13 (b) に示すように、 $V7 \rightarrow V5 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V7 \rightarrow V5$  の順に切り替えることで、通電時間信号  $T_{up}$ ,  $T_{un}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wp}$ ,  $T_{wn}$  を作成することができる。なお、図 13 (b) と逆に、 $V7 \rightarrow V3 \rightarrow V1 \rightarrow V5 \rightarrow V7 \rightarrow V3$  の順に切り替えてもよい。

[0081] 図 13 (b) に示すように切り替えた場合の直流母線正極側半導体スワッチング素子 5a, 5c, 5e の 1 キャリア制御周期中での論理状態 (スワッチングパターン) は、図 14 に示すようになる。これをパターン #6 とする。PWM 信号発生手段 15 が半導体スワッチング素子 5a, 5c, 5e に与える駆動信号  $W_p$ ,  $V_p$ ,  $U_p$  による電動機 7 への出力状態が図 13 (b) に示す切り替え順序で変化していることが解る。この場合には、U 相の正極側半導体スワッチング素子は常時オン動作状態になっている。

[0082] ここで、以上説明した 60 度の位相差を持つ 3 種類の基本電圧ベクトルと 1 種類のゼロベクトルを用いて PWM 信号を発生する手法は、インバータ回転角が 60 度の整数倍付近、つまり、基本電圧ベクトル  $V1 \sim V6$  の付近で特に有効であるので、上記したパターン #1 ~ #6 の切り替えは、60 度の位相差を持つ 2 つの基本電圧ベクトルの真ん中付近で行うのが良い。これを一般式で示すと次のようになる。

[0083] すなわち、基本電圧ベクトル  $V1$  の方向を初期位相としたインバータ回転角に対し、60 度の位相差を持つ 2 つの基本電圧ベクトルの真ん中に位置するインバータ回転角を切替位相角度  $\theta_\alpha$  とすれば、整数  $n$  を用いて、 $\theta_\alpha = 30 + 60 \times n$ 、と表すことができる。

[0084] 図 15-1 は、インバータ回転角とパターン #1 ~ #6 との関係をまとめて示す一覧図である。図 15-2 は、インバータ回転角とパターン #1 ~ #6 との関係を位相平面上で示す図である。図 15-1、図 15-2 に示すように、基本電圧ベクトル  $V1$  の方向を初期位相とするインバータ回転角が、0 度  $\equiv 0 < 30$  度では図 14 に示したパターン #6 となり、30 度  $\equiv 0 < 90$  度では図 4 に示したパターン #1 となり、90 度  $\equiv 0 < 150$  度では図 6 に示したパターン #2 となり、150 度  $\equiv 0 < 210$  度では図 8 に示したパターン #3 となり、210 度  $\equiv 0 < 270$  度では図 10 に示したパターン #4 となり、270 度  $\equiv 0 < 330$  度では図 12 に示したパターン #5 となり、330 度  $\equiv 6 < 360$  度では図 14 に示したパターン #6 となる。なお、図 15-1 中では、各パターンの範囲を、“A 度以上

、B度未満”のように表しているが、範囲の端点の含め方はいずれの側にしてもよい。

[0085] このように、実施の形態1によれば、特別の装置を付加せずに、60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いるという簡単な方法で、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成が可能となる。

[0086] 以上、60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせでPWM信号を生成する場合について説明したが、ゼロベクトルに関しては2種類を使用しても同様の考え方でPWM信号を生成することができる。それを実施の形態2として具体的に説明する。

[0087] 実施の形態2.

この発明の実施の形態2による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段は、図1(実施の形態1)に示した構成におけるPWM信号作成手段21に対応する。まず、PWM信号デューティ作成手段22の動作について、重複するが、図1と図2(a)を参照して簡単に説明する。

[0088] PWM信号デューティ作成手段22は、実施の形態1にて説明したように、電圧指令ベクトル演算手段13からの電圧指令ベクトル $V^*$ を、その電圧指令ベクトル $V^*$ を挟む2つの基本電圧ベクトルの方向に分解することで、各基本電圧ベクトルの発生時間比率を作成する。つまり、その発生時間比率をベクトル長とする60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する。

[0089] 図2(a)に示す例で言えば、基本電圧ベクトル $V_1$ の方向を初期位相とした位相平面において、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にある場合、つまり電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ との間に在る場合(図2(a)では電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_3$ の近傍にある場合を示す)は、電圧指令ベクトル $V^*$ を基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ と、基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ と、図示できないが対応するゼロベクトルの発生時間比率 $d_{zero}$ とが作成される。このゼロベクトルの発生時間比率 $d_{zero}$ は、 $d_{zero} = 1 - d_1 - d_3$ 、の関係で作成さ



れる。

[0090] 実施の形態1にて説明したように、図2(a)に示す従来の3相変調方式や2相変調方式では、基本電圧ベクトルV1の発生時での電流検出が難しいという問題があった。そして、この問題に対処する実施の形態1では、3相の半導体スワッチング素子(5a、5b)(5c、5d)(5e、5f)のうち1組だけスワッチングを行わない状態が存在する(図3、図6、図8、図10、図12、図14参照)ので、3相のスワッチングバランスが保てず、振動や騒音の点で難点がある。

[0091] そこで、この実施の形態2では、双方の問題に対処するために、1キャリア制御周期中に、例えば、基本電圧ベクトルV1、V2、V3およびゼロベクトルV0、V7の組み合わせでPWM信号生成を行うようにする。これによって、電圧指令ベクトル演算手段13では、電流検出を容易にし、変調率の制約が少なく、また効率の悪化が少なく、且つ振動・騒音低減効果もある自由度の高い電圧指令ベクトルV\*を作成することができる。

[0092] このような3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとの組み合わせでPWM信号生成を行う場合も、図2(a)に示した2方向分解によるベクトル作成後に、さらにゼロベクトルによるベクトル再分配を行う方法を利用できる。すなわち、この実施の形態2によるPWM信号デューティ再分配手段23では、実施の形態1にて説明したのと同様の考えで、電圧指令ベクトルV\*を3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとに発生時間比率を再分配する動作を行うようになっている。以下、図2(a)に示した3種類の基本電圧ベクトルV1、V2、V3を用いて具体的に説明する。

[0093] すなわち、3種類の基本電圧ベクトルV1、V2、V3の発生時間比率をd1'、d2'、d3'とすると、再分配後の2種類のゼロベクトルの合計発生時間比率dzero'は、

$$d_{zero}' = 1 - d1' - d2' - d3' \quad \dots (3)$$

と表せる。そして、合計発生時間比率dzero'と一方のゼロベクトルV0の発生時間比率d0'及び他方のゼロベクトルV7の発生時間比率d7'との関係は、kを0~1の範囲内にある任意の値とすると、

$$d0' = k \cdot d_{zero}' \quad \dots (4)$$

$$d7' = (1 - k) \cdot d_{zero}' \quad \dots (5)$$

と表せる。

- [0094] 式(4)(5)から、2種類のゼロベクトルの各発生時間比率に関しては、合計発生時間比率 $d_{zero}$ を任意の比率で2分割し、一方の分割発生時間比率をゼロベクトル $V_0$ の発生時間比率 $d_0$ とし、他方の分割発生時間比率をゼロベクトル $V_7$ の発生時間比率 $d_7$ とすることができる。このように合計発生時間比率 $d_{zero}$ を2種類のゼロベクトルの各発生時間比率に割り振っても、式(3)を満足することができる。
- [0095] こうすることで3相の半導体スイッチング素子(5a、5b)(5c、5d)(5e、5f)のうち、1組だけガス不スイッチングを行わない状態がなくなる(図17、図19、図21、図23、図25、図27参照)。その結果、3相のス不スイッチングバランスが保たれるので、振動・騒音の低減が行える。また、さらに2分割するゼロベクトルの比率を刻々と変化させると、変化させない場合と比較してキャリア周波数近辺のピーク音をさらに分散させることができ、聴感的な騒音低減効果が得られる。
- [0096] 次に、図16～図27を参照して、この実施の形態2による方法で作成される3相PWM信号を具体的に説明する。図16は、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例を示す図である。図17は、図16(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)を示すタイムチャートである。
- [0097] 図16(1)では、基本電圧ベクトル $V_1(0,0,1)$ を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にあるときに関係する基本電圧ベクトル $V_3(0,1,1)$ と基本電圧ベクトル $V_2(0,1,0)$ とゼロベクトル $V_0(0,0,0)$ 、 $V_7(1,1,1)$ とが示されている。インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にあるときの切り替え順序は、図16(2)に示すように、例えば、(a) $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2$ 、(b) $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3$ 、(c) $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$ 、(d) $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3$ 、のいずれか一つを採用することで、通電時間信号 $T_{up}$ 、 $T_{un}$ 、 $T_{vp}$ 、 $T_{vn}$ 、 $T_{wp}$ 、 $T_{wn}$ を作成することができる。これをパターン#21とする。

- [0098] 図17(a)(b)(c)(d)は、図16に示す切り替え順序(a)(b)(c)(d)において、直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中での論理状態(スワッチングパターン)を示している。図17に示すように、3相の半導体スワッチング素子(5a, 5b)(5c, 5d)(5e, 5f)を1組もスワッチングを行わない状態無くオン・オフ駆動することができる。
- [0099] なお、(a)～(d)に示す切り替え順序は、逆向きでもよい。具体的に切り替え順序(a)の例で言えば、 $V2 \rightarrow V0 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V7$ としてもよい。さらに、切り替え順序は、キャリア周期毎に切り替え方向を逆転させることもよい。すなわち、切り替え順序(a)の例で言えば、あるキャリア周期では $V7 \rightarrow V3 \rightarrow V1 \rightarrow V0 \rightarrow V2$ とし、次のキャリア制御周期では $V2 \rightarrow V0 \rightarrow V1 \rightarrow V3 \rightarrow V7$ とすることもよい。これらのことは、以下に示す図18(2), 図20(2), 図22(2), 図24(2), 図26(2)においても同様である。
- [0100] ここで、図2(c)の例を図17(a)に当てはめて考えれば、U相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d1' + d3' + d7'$ である。また、V相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d2' + d3' + d7'$ である。また、W相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d7'$ である。そして、各相における負極側スワッチング素子の通電時間比率は、値1から正極側スワッチング素子の通電時間比率を引いたものとなる。これらの値に、1キャリア制御周期を乗ずることで、各スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間が定まる。実際のPWM信号出力時は、スワッチング素子の短絡防止時間を考慮して、PWM信号を発生する。
- [0101] このようにして、図1に示すPWM信号デューティ再分配手段23により、U相, V相, W相の正極側スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{up}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{wp}$ 、および負極側スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{un}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wn}$ が得られる。それに基づき図1に示すPWM信号発生手段15から、スワッチング素子5a, 5c, 5e, 5b, 5d, 5fに対して駆動信号 $U_p$ ,  $V_p$ ,  $W_p$ ,  $U_n$ ,  $V_n$ ,  $W_n$ が寄せられ、電動機7が駆動可能となる。
- [0102] 同様に、基本電圧ベクトル $V1$ を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が120度付近(基本電圧ベクトル $V2$ 方向)にある場合(図18、図19)、インバータ回転角 $\theta$ が180度付近(基本電圧ベクトル $V6$ 方向)にある場合(図20、図21)、インバータ回転角

0 が 240 度付近 (基本電圧ベクトル  $V_4$  方向) にある場合 (図 22、図 23)、インバータ回転角  $\theta$  が 300 度付近 (基本電圧ベクトル  $V_5$  方向) にある場合 (図 24、図 25)、インバータ回転角  $\theta$  が 0 度付近 (基本電圧ベクトル  $V_1$  方向) にある場合 (図 26、図 27) の PWM 信号の生成状態も示すことができる。駆動信号作成については、上述したパターン # 21 と同様の考え方で行えるので、説明を省略するが、概要を示す。

[0103] 図 18(1) では、この発明の実施の形態 2 による 3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルとを用いて PWM 信号を発生する場合に、基本電圧ベクトル  $V_1$  を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が 120 度付近にあるときの位相平面上で関係する基本電圧ベクトル  $V_3(0, 1, 1)$  と基本電圧ベクトル  $V_2(0, 1, 0)$  と基本電圧ベクトル  $V_6(1, 1, 0)$  とゼロベクトル  $V_0(0, 0, 0)$ 、 $V_7(1, 1, 1)$  とが示されている。図 18(2) では、3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例として、(a)  $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6$ 、(b)  $V_7 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6$ 、(c)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3$ 、(d)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3$ 、の 4 通りが示されている。図 19 では、図 18(2) に示す 3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルとによる 4 通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態 (スワッチングパターン) が示されている。これをパターン # 22 とする。

[0104] 図 20(1) では、この発明の実施の形態 2 による 3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルとを用いて PWM 信号を発生する場合に、基本電圧ベクトル  $V_1$  を初期位相とするインバータ回転角  $\theta$  が 180 度付近にあるときの位相平面上で関係する基本電圧ベクトル  $V_2(0, 1, 0)$  と基本電圧ベクトル  $V_6(1, 1, 0)$  と基本電圧ベクトル  $V_4(1, 0, 0)$  とゼロベクトル  $V_0(0, 0, 0)$ 、 $V_7(1, 1, 1)$  とが示されている。図 20(2) では、3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例として、(a)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4$ 、(b)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_2 \rightarrow V_0 \rightarrow V_4 \rightarrow V_6$ 、(c)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2$ 、(d)  $V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_4 \rightarrow V_0 \rightarrow V_2 \rightarrow V_6$ 、の 4 通りが示されている。図 21 では、図 20(2) に示す 3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類のゼロベクトルとによる 4 通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態 (スワッチングパターン) が示されている。これをパターン # 23 とする。

[0105] 図 22(1) では、この発明の実施の形態 2 による 3 種類の基本電圧ベクトルと 2 種類

のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合に、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角 $\theta$ が240度付近にあるときの位相平面上で関係する基本電圧ベクトルV6(1,1,0)と基本電圧ベクトルV4(1,0,0)と基本電圧ベクトルV5(1,0,1)とゼロベクトルVO(0,0,0)、V7(1,1,1)とが示されている。図22(2)では、3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例として、(a)V7→V6→VO→V4→V5、(b)V7→V6→V4→VO→V4→V5、(c)V7→V5→VO→V4→V6、(d)V7→V5→V4→VO→V4→V6、の4通りが示されている。図23では、図22(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)が示されている。これをパターン#24とする。

[0106] 図24(1)では、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合に、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角 $\theta$ が300度付近にあるときの位相平面上で関係する基本電圧ベクトルV4(1,0,0)と基本電圧ベクトルV5(1,0,1)と基本電圧ベクトルV1(0,0,1)とゼロベクトルVO(0,0,0)、V7(1,1,1)とが示されている。図24(2)では、3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例として、(a)V7→V5→V4→VO→V1、(b)V7→V5→V4→VO→V1→V5、(c)V7→V5→V1→VO→V4、(d)V7→V5→V1→VO→V4→V5、の4通りが示されている。図25では、図24(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)が示されている。これをパターン#25とする。

[0107] 図26(1)では、この発明の実施の形態2による3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合に、基本電圧ベクトルV1を初期位相とするインバータ回転角 $\theta$ が0度付近にあるときの位相平面上で関係する基本電圧ベクトルV5(1,0,1)と基本電圧ベクトルV1(0,0,1)と基本電圧ベクトルV3(0,1,1)とゼロベクトルVO(0,0,0)、V7(1,1,1)とが示されている。図26(2)では、3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例として、(a)V7→V5→VO→V1→V3、(b)V7→V5→V1→VO→V1→V3、(c)V7→V3→VO

→V1→V5、(d)V7→V3→V1→V0→V1→V5、の4通りが示されている。図27では、図26(2)に示す3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとによる4通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スイッチング素子の論理状態(スイッチングパターン)が示されている。これをパターン#26とする。

[0108] 以上のようにPWM信号の生成に3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いる場合においても、インバータ回転角 $\theta$ が60度の整数倍付近(基本電圧ベクトル付近)で特に有効であるので、各パターンの切り替えは、実施の形態1と同様に、60度位相差のある2つの基本電圧ベクトルの真ん中付近で行うのが良い。

[0109] また、実施の形態1にて説明したように、例えば切替位相角度 $\theta_\alpha$ を $\theta_\alpha = 30 + 60 \times n$ ( $n$ :整数)と定義し、パターン#21～パターン#26の6パターンに対応するインバータ回転角範囲を図15-1、図15-2のように決めることで、3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いて、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防ぎ、且つ騒音低減効果を有するPWM信号の生成が可能となる。

[0110] そして、このような効果と併せてPWM信号生成の自由度を更に高めたい場合は、切替位相角度 $\theta_\alpha = 30 \times n$ ( $n$ :整数)とし、30度区間毎に、図16(2)、図18(2)、図20(2)、図22(2)、図24(2)に示した切り替え順序(スイッチングパターン)を切り替えることで実現できる。

[0111] 具体的に説明する。30度～60度の区間では、図16(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用い、60度～90度の区間では、図16(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用いる。同様に、90度～120度の区間では、図18(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用い、120度～150度の区間では、図18(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用いる。150度～180度の区間では、図20(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用い、180度～210度の区間では、図20(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用いる。210度～240度の区間では、図22(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用い、240～270度の区間では、図22(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用いる。270度～300度の区間では、図24(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用い、300度～330度の区間では、図24(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用い

、330度～360度の区間では、図26(2)に示した(a)や(b)のスイッチングパターンを用い、0度～30度の区間では、図26(2)に示した(c)や(d)のスイッチングパターンを用いる等を行えばよい。

[0112] このように、実施の形態2によれば、特別の装置を付加せずに、60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いるという簡単な方法で、実施の形態1と同様に、変調率の自由度が高く、且つ効率の極度な悪化を防いだPWM信号の生成が可能となる。加えて、実施の形態1よりも騒音低減効果を併せ持つPWM信号を生成することができる。

[0113] なお、ゼロベクトルを1種類使用する実施の形態1によるPWM信号生成方式と、2種類使用する実施の形態2によるPWM信号生成方式とは、必要に応じて切り替えて使用できる。これは、例えば、インバータ回転角の任意区間毎に選択したり、PWM信号生成時の任意タイミングで変更したりすることで、実現することができる。

[0114] 実施の形態3.

図28は、この発明の実施の形態3による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説明する図である。この実施の形態3では、実施の形態1、2と同様の方法でPWM信号の生成するが、電動機の低速側への運転範囲を確保する場合の構成例が示されている。ここでは、理解を容易にするため、実施の形態1による方法でPWM信号を生成する場合について説明する。

[0115] すなわち、この実施の形態3では、図1(実施の形態1)に示した構成におけるPWM信号作成手段21において、PWM信号デューティ作成手段22は実施の形態1と同様の動作を行うが、PWM信号デューティ再分配手段23が実施の形態1とは異なる動作を行うようになっている。以下、図1を参照して説明する。

[0116] 電動機の低速側への運転範囲確保のためには、変調率をより低くすること、つまり電圧指令ベクトル $V^*$ の長さ $|V^*|$ をより短くすることが必要である。そのような制御が可能とするためには、電流検出を行う基本電圧ベクトルの発生時間比率を確保する必要がある。元々、基本電圧ベクトルの発生時間比率は、母線電圧 $V_{dc}$ の大きさやインバータ主回路1等のハードウェア側の制約に依存したミニマム値を有している。

- [0117] そこで、この実施の形態3では、3相電流の総和はゼロであるので、これを利用すれば電動機7の制御は、最低2相の電流情報が得られれば成立することに着目して電動機7の低速側への運転範囲が確保できるようにしている。具体的には、60度ずつの位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の電圧ベクトルに割り付ける発生時間比率をミニマム値などの所定値とすれば、両側にある120度の位相差を持つ2つの基本電圧ベクトルにて電流検出可能な発生時間比率が確保できるので、このような特殊な範囲でも、電動機7の制御は引き続き可能となる。なお、所定値としてミニマム値を採用するときには、PWMの発生保持時間の下限は半導体スイッチング素子や演算するCPUによって決まってくるので、ハードウェアの限界を考慮して、発生時間比率のミニマム値を決めるようにする。
- [0118] 図28を参照して具体的に説明する。図28(a)は、図2(a)と同じ内容を示し、PWM信号デューティ作成手段22の動作を説明する図である。図28(b)は、図2(b)に対応し、この実施の形態3によるPWM信号デューティ再分配手段23で用いる仮想電圧ベクトルを説明する図である。図28(c)は、図2(c)に対応し、この実施の形態3によるPWM信号デューティ再分配手段23の動作を説明する図である。
- [0119] 図28(a)では、基本電圧ベクトル $V_1$ の方向を初期位相とした位相平面において、時計回り方向に60度の間隔で基本電圧ベクトル $V_3$ 、 $V_2$ が配置され、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近にある場合、つまり電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_3$ の近傍にある場合の発生時間比率作成の様子が示されている。図28(a)に示すように電圧指令ベクトル $V^*$ が基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ との間に在る場合は、電圧指令ベクトル $V^*$ を基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ と、基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ とを作成する。
- [0120] 図28(b)では、等しい発生時間比率 $d'$ を有する3つの120度位相差がある仮想電圧ベクトル $3Q_{31}, 3Q_{32}$ が、図28(a)に示す3つの基本電圧ベクトル $V_1, V_3, V_2$ と重ねて示されている。図28(b)に示すように、仮想電圧ベクトル $3Q_0$ は基本電圧ベクトル $V_1$ と同相となり、仮想電圧ベクトル $3Q_{31}$ は基本電圧ベクトル $V_3$ と逆相となり、仮想電圧ベクトル $3Q_{32}$ は基本電圧ベクトル $V_2$ と同相となる。



- [0121] この実施の形態3によるPWM信号デューティ再分配手段23では、発生時間比率が短く電流検出困難となる基本電圧ベクトルの方向が含まれるように、3つの仮想電圧ベクトルをそれぞれ120度位相差がある基本電圧ベクトルの方向に重ねてその発生時間比率を加算するが、中央の基本電圧ベクトルの発生時間比率は上記のミニマム値 $d_{min}$ を与える。図28(a)に示した例では、基本電圧ベクトル $V_1$ 、 $V_2$ が両側の2つの基本電圧ベクトルであり、基本電圧ベクトル $V_3$ が中央の基本電圧ベクトルであるので、図28(c)に示すように、等しい発生時間比率 $d'$ の3つの仮想電圧ベクトルのうち、基本電圧ベクトル $V_1$ 及び基本電圧ベクトル $V_2$ とそれに対応する仮想電圧ベクトルとの間ではその発生時間比率を加算するが、中央の基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率はミニマム値 $d_{min}$ を与える。
- [0122] ここで、ミニマム値 $d_{min}$ と図28(a)にて求めた基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ との関係は、 $d_{min} = d_3 - d'$ となる。したがって、仮想電圧ベクトルの発生時間比率 $d'$ 、つまり仮想電圧ベクトルの長さは、この式を満たすように、 $d' = d_3 - d_{min}$ と設定すれば良いことになる。なお、基本電圧ベクトル $V_1$ 、 $V_2$ 方向の発生時間比率 $d_1$ 、 $d_2$ は、図2(c)にて説明したように、 $d_1' = d_1 + d'$ 、 $d_2' = d'$ となる。
- [0123] 但し、再分配する際の真ん中の基本電圧ベクトルに与える発生時間比率は、必ずしもミニマム値 $d_{min}$ である必要はなく、使用する電動機7の種類や負荷側の条件によって所定値に定めれば良い。また、この真ん中の基本電圧ベクトルの発生時間比率として与える所定値は、必要に応じて運転周波数等によって可変させても良い。
- [0124] 次に、この実施の形態3による発生時間比率を従来方式と比較して説明し優位差が存することを示す。図29-1は、従来の3相変調方式や2相変調方式にて得られる変調率0.3時での2種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。図29-2は、実施の形態3にて得られる変調率0.3時での3種類の基本電圧ベクトルとゼロベクトルの発生時間比率を示した図である。なお、図29-2では、ミニマム値 $d_{min}$ は、4%としている。また、図29-1と図29-2では、インバータ回転方向に現れる基本電圧ベクトル順に、基本電圧ベクトル1、基本電圧ベクトル2、基本電圧ベクトル3としている。
- [0125] 図29-1と図29-2の比較から理解できるように、実施の形態3によるPWM信号

発生方法の方が、インバータ回転角に依らず両側の2種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が確保できている様子が分かる。図29-1に示す従来の方法では、変調率が低くなるほど、電動機7の制御性が悪化するので、実施の形態3に示す方法が有効であることがこの図からも明らかである。

- [0126] 以上は実施の形態1による方法、つまりゼロベクトルを1種類使用する場合であるが、実施の形態2による方法、つまりゼロベクトルを2種類使用する場合でも、ゼロベクトルの合計発生時間比率は同じであるので、運転性能には影響せず、より振動・騒音低減効果の高いPWM波形生成が可能である。
- [0127] また、ゼロベクトルを2種類使用する場合でも、電動機7の低速側への運転範囲確保のため、変調率をより低くしても制御可能としたい場合、つまり電圧指令ベクトル $V^*$ のベクトル長 $|V^*|$ をより短くしても制御可能としたい場合は、上述したように、60度ずつの位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中のベクトルに関して、発生時間比率を所定値(ミニマム値 $d_{min}$ )とすれば良い。これにより、電圧指令ベクトル $V^*$ の両側に存在する120度の位相差を持つ2つの基本電圧ベクトルによって電流検出可能な発生時間比率が確保できるので、電動機7の制御が引き続き可能となる。また、再分配する際の真ん中のベクトルの発生時間比率については必ずしもミニマム値 $d_{min}$ を取る必要はなく、使用する電動機7の種類や負荷側の条件によって所定値に定めればよい。また、必要に応じて、運転周波数等によってミニマム値 $d_{min}$ を変えても良い。
- [0128] このように、実施の形態3によれば、60度毎の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルの長さを所定値にするようにし、インバータ回転角に依らず両側の2種類の基本電圧ベクトルの発生時間比率が確保できるようにしたので、電動機の低速側への運転範囲を広くすることができる。
- [0129] 実施の形態4.

図30は、この発明の実施の形態4による3相PWM信号発生装置を備えるインバータ装置においてその3相PWM信号発生装置におけるPWM信号作成手段の動作を説明する図である。この実施の形態4では、低速側への運転要求範囲が実施の形態3よりも厳しい場合、端的に言えば変調率が実施の形態3で扱う場合よりも低く、電圧

指令ベクトルを2方向のベクトルに分解した場合にその2方向のベクトルの発生時間比率が共に短い場合にも対処する構成例について説明する。

[0130] すなわち、この実施の形態4では、図1(実施の形態1)に示した構成におけるPWM信号作成手段21において、PWM信号デューティ作成手段22は実施の形態3と同様の動作を行うが、PWM信号デューティ再分配手段23が実施の形態3とは異なる動作を行うようになっている。以下、図30を参照して説明する。

[0131] 図30(a)は、図2(a)や図16(a)と同じ内容を示し、PWM信号デューティ作成手段22の動作を説明する図である。図30(b)は、図2(b)や図16(b)に対応し、この実施の形態4によるPWM信号デューティ再分配手段23で用いる仮想電圧ベクトルを説明する図である。図30(c)は、図2(c)や図16(b)に対応し、この実施の形態4によるPWM信号デューティ再分配手段23の動作を説明する図である。

[0132] 図30(a)では、基本電圧ベクトル $V_1$ の方向を初期位相とした位相平面において、時計回り方向に60度の間隔で基本電圧ベクトル $V_3$ ,  $V_2$ が配置され、インバータ回転角 $\theta$ が位相平面上で30〜60度領域において基本電圧ベクトル $V_1$ ,  $V_3$ の間に存在する電圧指令ベクトル $V^*$ の大きさが短い場合の発生時間比率作成の様子が示されている。この場合においても、図2(a)や図16(a)と同様に、電圧指令ベクトル $V^*$ を基本電圧ベクトル $V_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ の2方向にベクトル分解することで、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ と、基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ とを作成する。

[0133] 但し、図30(a)に示す例では、基本電圧ベクトル $V_1$ の発生時間比率 $d_1$ と基本電圧ベクトル $V_3$ の発生時間比率 $d_3$ とが共に低いので、基本電圧ベクトル $V_1$ ,  $V_3$ 発生時の電流検出が難しいことになる。そこで、実施の形態3と同様に、PWM信号デューティ再分配手段23にて仮想電圧ベクトルの加算処理を実施する(図30(b)(c))。

[0134] 図30(b)では、等しい発生時間比率 $d'$ を有する3つの120度の位相差がある仮想電圧ベクトル35, 36, 37が、図30(a)に示す60度の位相差を持つ3つの基本電圧ベクトル $V_1$ ,  $V_3$ ,  $V_2$ と重ねて示されている。図30(b)に示すように、仮想電圧ベクトル35は基本電圧ベクトル $V_1$ と同相となり、仮想電圧ベクトル36は基本電圧ベクトル

V3と逆相となり、仮想電圧ベクトル37は基本電圧ベクトルV2と同相となる。

[0135] 実施の形態3(図16(c))では、基本電圧ベクトルV1, V2, V3の発生時間比率 $d1'$ ,  $d2'$ ,  $d3'$ は、 $d1' = d1 + d'$ ,  $d2' = d'$ ,  $d3' = d3 - d'$ となり、発生時間比率 $d3'$ が正極性となる場合を示した。これに対し、この実施の形態4では、発生時間比率 $d3'$ が負極性となるように、等しい発生時間比率 $d'$ の3つの仮想電圧ベクトルを120度の位相差を持つ基本電圧ベクトルV1, V2, V4(-V3)の方向に重ねてその発生時間比率を加算する。その結果得られる発生時間比率は、図30(c)に示すように、 $d1'$ ,  $d2'$ ,  $d4'$ となる。この場合の発生時間比率 $d1'$ ,  $d2'$ ,  $d4'$ は、 $d1' = d1 + d'$ ,  $d2' = d'$ ,  $d4' = d' - d3$ となる。

[0136] この場合の制約条件は、加算結果が値1を超えないこと、つまり、 $d1' + d2' + d4' \leq 1$ がPWM信号デューティ再分配手段23における制約条件である。この範囲内でベクトル再分配を行うことができる。すなわち、この実施の形態4による制御方式では、実施の形態3とは異なり、電圧指令ベクトル $V^*$ を120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとに発生時間比率を再分配することが行われる。

[0137] ところで、変調率は、母線電圧に対する出力電圧の割合であるので、より低速運転で、より負荷が軽くなると母線電圧が高くなり、変調率は低くなる。したがって、仮想ベクトルの大きさ $d'$ を実施の形態3と同じにした場合、仮想ベクトルとの加算処理で得られる発生時間比率 $d3'$ ,  $d4'$ の極性は、変調率の低さの程度に応じて定まるので、発生時間比率 $d3'$ ,  $d4'$ の極性をモニターすることで、基本電圧ベクトルV3と基本電圧ベクトルV4のいずれを使用するかが定まる。つまり、モニターした結果、正值である発生時間比率が $d3'$ であれば、基本電圧ベクトルV3を使用して実施の形態3による制御方式を採用し、正值である発生時間比率が $d4'$ であれば、基本電圧ベクトルV4を使用してこの実施の形態4による制御方式を採用することになる。

[0138] 換言すれば、仮想ベクトルの大きさ $d'$ を管理することで、低速の運転要求範囲が厳しくない場合は、変調率の低さの程度が「大」である場合でも、実施の形態3による制御方式を採用し、低速の運転要求範囲が厳しい場合は、変調率の低さの程度が「小」である場合でも、実施の形態4による制御方式を採用するれづ切り替えが可能にな

る。

[0139] 具体的に言えば、低速の運転要求範囲が厳しくない場合は、発生時間比率 $d3'$ を正極性にするか、発生時間比率 $d4'$ を負極性にするように、つまり基本電圧ベクトル $V4$ の方向に基本電圧ベクトルを発生させないように、仮想電圧ベクトルの大きさ $d'$ を管理するのである。一方、低速の運転要求範囲が厳しい場合には、図30(c)に示すように、基本電圧ベクトル $V4$ の方向に基本電圧ベクトルを発生させるように、仮想電圧ベクトルの大きさ $d'$ を管理するのである。

[0140] 次に、図31～図34を参照して、この実施の形態4による変調率が極めて低い場合に作成される3相PWM信号を具体的に説明する。図31は、120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が60度付近にあるときの位相平面上での関係及び120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例(パターン#31)を示す図である。図32は、図31(b)に示す120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとによる2通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである。図33は、120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いてPWM信号を発生する場合にインバータ回転角が120度付近にあるときの位相平面上での関係及び120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルの切り替え順序の一例(パターン#32)を示す図である。図34は、図33(b)に示す120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとによる2通りの切り替えによって制御される直流母線正極側半導体スワッチング素子の論理状態(スワッチングパターン)を示すタイムチャートである。

[0141] 図31(1)では、基本電圧ベクトル $V1$ を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が60度付近(基本電圧ベクトル $V6$ の方向)にあるときに関係する基本電圧ベクトル $V1(0,0,1)$ と基本電圧ベクトル $V2(0,1,0)$ と基本電圧ベクトル $V4(1,0,0)$ とゼロベクトル $V0(0,0,0)$ とが示されている。図31(2)では、このときの切り替え順序(パターン#31)として、例えば、(a)  $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V0 \rightarrow V2 \rightarrow V0 \rightarrow V4$ 、(b)  $V0 \rightarrow V1 \rightarrow V0 \rightarrow$

V4→V0→V2の2通りが示されている。なお、図31(2)に示す切り替え順序(a)(b)は、逆向きでもよい。具体的に切り替え順序(a)の例で言えば、V4→V0→V2→V0→V1→V0としてもよい。図32(a)(b)は、図31(2)に示す切り替え順序(a)(b)において、直流母線正極側半導体スワッチング素子5a, 5c, 5eの1キャリア制御周期中の論理状態(スワッチングパターン)を示している。

[0142] ここに示したパターン群31は、インバータ回転角 $\theta$ が100度付近(基本電圧ベクトルV2の方向)にあるときも、インバータ回転角 $\theta$ が300度付近(基本電圧ベクトルV5の方向)にあるときも適用される。

[0143] ここで、図30(c)の例を図32(a)(b)に当てはめて考えれば、U相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d1'$ である。また、V相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d2'$ である。また、W相の正極側スワッチング素子の通電時間比率は、 $d4'$ である。そして、各相における負極側スワッチング素子の通電時間比率は、値1から正極側スワッチング素子の通電時間比率を引いたものとなる。これらの値に、1キャリア制御周期を乗ずることで、各スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間が定まる。実際のPWM信号出力時は、スワッチング素子の短絡防止時間を考慮して、PWM信号を発生する。

[0144] このようにして、図1に示すPWM信号デューティ再分配手段23により、U相、V相、W相の正極側スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{up}$ ,  $T_{vp}$ ,  $T_{wp}$ 、および負極側スワッチング素子の1キャリア制御周期中の通電時間 $T_{un}$ ,  $T_{vn}$ ,  $T_{wn}$ が得られる。それに基づき図1に示すPWM信号発生手段15から、スワッチング素子5a, 5c, 5e, 5b, 5d, 5fに対して駆動信号 $U_p$ ,  $V_p$ ,  $W_p$ ,  $U_n$ ,  $V_n$ ,  $W_n$ が発生され、電動機7が駆動可能となる。

[0145] 次に、図33(1)では、基本電圧ベクトルV1を初期位相として、インバータ回転角 $\theta$ が120度付近(基本電圧ベクトルV2の方向)にあるときに関係する基本電圧ベクトルV3(0,1,1)と基本電圧ベクトルV6(1,1,0)と基本電圧ベクトルV5(1,0,1)とゼロベクトルV7(1,1,1)とが示されている。図33(2)では、このときの切り替え順序(パターン群32)として、例えば、(a)V7→V3→V7→V6→V7→V5、(b)V7→V3→V7→V5→V7→V6の2通りが示されている。なお、図33(2)に示す切り替え順序(a)

(b) は、逆向きでもよい。具体的に切り替え順序(a)の例で言えば、 $V5 \rightarrow V7 \rightarrow V6$   
→ $V7 \rightarrow V3 \rightarrow V7$ としてもよい。図34(a)(b)は、図33(2)に示す切り替え順序(a)(b)  
において、直流母線正極側半導体スワッチング素子 $5a$ ,  $5c$ ,  $5e$ の1キャリア制御周  
期中での論理状態(スワッチングパターン)を示している。

[0146] 図30(c)との対応関係は上記と同様に説明できるので、再述はしないが、ここに示  
したパターン#32は、インバータ回転角 $\theta$ が $240^\circ$ 付近(基本電圧ベクトル $V4$ の方  
向)にあるときも、インバータ回転角 $\theta$ が $0^\circ$ 付近(基本電圧ベクトル $V1$ の方  
向)にあるときも適用される。そして、実施の形態1にて説明したのと同じ考えで、切替位相角 $\theta$   
 $\alpha$ を用いてインバータ回転角 $\theta$ に応じてPWM信号の発生方法を切り替えることがで  
きる。

[0147] このように、実施の形態4によれば、電圧指令ベクトルが実施の形態3で扱う場合よ  
りもさらに小さい場合には、 $120^\circ$ の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種  
類のゼロベクトルを用いてPWM信号を発生するので、変調率が極めて低い場合で  
も確実に電流検出が行えるようになる。

[0148] そして、低速側への運転要求範囲が厳しいか否かに応じて実施の形態3による制  
御方式とこの実施の形態4による制御方式とを切り替えて適用することができるので、  
一層使い勝手の優れた3相電圧型インバータ装置が得られる。

[0149] この実施の形態4では、 $120^\circ$ の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類  
のゼロベクトルとを用いる場合について述べたが、ここでも実施の形態2〜3と同様に  
、ゼロベクトルを2種類用いても同様の考えでPWM信号を作成することができる。ゼ  
ロベクトルを2つに分配する方法については、実施の形態2〜3にて説明済みである  
ので、ここでは説明を省略する。

[0150] 実施の形態5.

図35-1〜図35-3は、この発明の実施の形態5として、以上説明した実施の形態  
1〜4によるPWM信号を発生する方法と従来の3相変調方式や2相変調方式による  
PWM信号を発生する方法とを併用する場合の構成方法を説明する図である。図1  
に示すPWM信号作成手段21は、図36に示すPWM信号作成手段14に相当する  
PWMデューティ作成手段22にPWM信号デューティ再分配手段23を追加した構

成であるので、このような併用が可能となる。

[0151] 図35-1に示すように、電動機の運転周波数と負荷トルクとの関係特性において、例えば、切替ポイント41を高速運転に移行する手前に設定し、低速では図1に示すPWM信号作成手段21によって実施の形態1や実施の形態2によるPWM信号を発生し、高速では図36に示すPWM信号作成手段14によって従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生する構成を採ることができる。実際の運転周波数で切り替えを行う場合は、切替周波数にヒステリシス特性を持たせることで、ハンチング等の悪影響を防ぐことができる。なお、運転周波数は、実際の運転周波数でもよく、また運転周波数指令でもよい。この構成によれば、効率の最適化、高速運転領域でのCPU等の処理負荷の軽減が行える。

[0152] 図35-2に示すように、電動機の運転周波数と負荷トルクとの関係特性において、例えば、切替ポイント42を、電動機に掛かる負荷トルクが高負荷を示す所定値、あるいは電動機に流れる電流が高電流を示す所定値に設定し、軽負荷あるいは低電流が観測された場合は、図1に示すPWM信号作成手段21によって実施の形態1や実施の形態2によるPWM信号を発生し、高負荷あるいは高電流が観測された場合は、図36に示すPWM信号作成手段14によって従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生する構成を採ることができる。この場合も、スリップシヨルトにヒステリシス特性を持たせることで、ハンチング等の悪影響を防ぐことができる。この構成によれば、効率の最適化、高速運転領域でのCPU等の処理負荷の軽減が行える。

[0153] 図35-3では、インバータ回転角に応じてPWM信号の発生方法を切り替える例が示されている。例えば、位相平面上において、インバータ回転角が15度～45度、75度～105度、135度～165度、195度～225度、255度～285度、315度～345度の各範囲では、図36に示すPWM信号作成手段14によって従来の3相変調方式や2相変調方式によるPWM信号を発生し、それ以外の0度～15度、45度～75度、105度～135度、165度～195度、225度～255度、285度～315度、345度～360度の各範囲では、図1に示すPWM信号作成手段21によって実施の形態1～4による方式でPWM信号を発生するように、それぞれの範囲に切替ポイントを設定する構成を採ることができる。このように、電圧指令ベクトルが各基本電圧ベクトル方向付近



を通過中の場合と、それ以外の領域を通過中の場合とで、2つのPWM信号発生方法を分けて使用することで、特に低速運転領域での効率の最適化が行える。

[0154] なお、図35-3に示す切替ポイントは、インバータ回転角により固定値とすることもできるが、インバータスイッチング素子の短絡防止時間、ハードウェアで決まるノイズ発生量、CPUで定まるAD値検出時間、電動機の運転時の変調率等により定めた任意値としてもよい。また、運転周波数、負荷トルクの大きさ、変調率、電気角等により各変調方式を切り替えることが可能である。また、必要に応じて複数のPWM信号生成法を組み合わせることで、効率の最適化が行えるので、さらに高い振動・騒音低減効果が得られる。

[0155] 以上説明したように、実施の形態1〜5によれば、3種類の実ベクトルと1種類または2種類のゼロベクトルとを用いて3相PWM信号を発生するようにしたので、変調率が低い領域、あるいは、例えば基本電圧ベクトル $V_1$ の方向を初期位相とした場合のインバータ回転角が60度あるいは30度の整数倍付近であるときでも、直流母線電流の検出が精度良く行えるようになる。特に、軽負荷運転時や低速運転時にも制御性を向上させることができる。

[0156] また、効率の悪化も少なくすることができる。また、騒音や振動に対する影響も軽減することができる。そして、変調率の広い範囲でも使用可能である。加えて、従来の3相変調方式や2相変調方式をベースにしてPWM信号の作成を行うので、ソフト負荷への影響が少なく、3相変調方式や2相変調方式に切り替える必要がある場合でも容易に行えるようになる。また、起動に関しての信頼性も向上させることができる。3相誘導電動機、あるいは同期電動機に対して適用可能である。

[0157] 特に、3種類の実ベクトルと2種類のゼロベクトルとを用いて3相PWM信号を発生する場合は、3種類の実ベクトルと1種類のゼロベクトルとを用いる場合よりも、キャリア周波数近辺での騒音低減効果が得やすくなる。

#### 産業上の利用可能性

[0158] 以上のように、この発明にかかる3相PWM信号発生装置は、3相電圧型インバータ装置の適用範囲を拡大するのに有用である。

## 請求の範囲

- [1] 半導体スリッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、  
前記半導体スリッチング素子によるスリッチングモードを規定する3相のPWM信号を3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成手段、  
を備えていることを特徴とする3相PWM信号発生装置。
- [2] 前記生成手段は、  
電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、  
前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と、  
を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。
- [3] 前記生成手段は、  
電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、  
前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを前

記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えて作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[4] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と、を備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[5] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、

前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとを前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えて作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[6] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[7] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを

作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[8]

前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき低速側への運転要求範囲が厳しくない場合は各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成し、低速側への運転要求範囲が厳しい場合は各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項1に記載の3相PWM信号発生装置。

[9] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき低速側への運転要求範囲が厳しくない場合は各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成し、低速側への運転要求範囲が厳しい場合は各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルとを切り替えて用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項7に記載の3相PWM信号発生装置。

[10] 半導体スワッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、

前記半導体スワッチング素子によるスワッチングモードを規定する3相のPWM信号を3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとの組み合わせによって生成する生成手段、

を備えていることを特徴とする3相PWM信号発生装置。

[11] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応す

るゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[12] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更しつつ作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[13] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えて作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[14] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えるとともに前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更しつつ作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[15] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の



位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[16] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更しつつ作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する120度の位相

差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[17] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えて作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[18] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の

位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配しそれに基づき各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとを前記60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルのうち、真ん中の基本電圧ベクトルには発生時間比率として所定値を与えるとともに前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更しつつ作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項10に記載の3相PWM信号発生装置。

[19] 半導体スワッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、

前記半導体スワッチング素子によるスワッチングモードを規定する3相のPWM信号を3種類の基本電圧ベクトルと1種類のゼロベクトルとの組み合わせと、3種類の基本電圧ベクトルと2種類のゼロベクトルとの組み合わせとによって生成する生成手段、

を備えていることを特徴とする3相PWM信号発生装置。

[20] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに

に基づき、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて作成する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項19に記載の3相PWM信号発生装置。

[21] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて作成するとともに、前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更する分配手段と、

を備えていることを特徴とする請求項19に記載の3相PWM信号発生装置。

[22] 前記生成手段は、

電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと、

ルと、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて作成する分配手段とを備え、さらに

前記3相電圧型インバータ装置が駆動する電動機の負荷状態、運転周波数、インバータ回転角の角度範囲の少なくとも一つに基づき、前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項19に記載の3相PWM信号発生装置。

[23] 前記生成手段は、

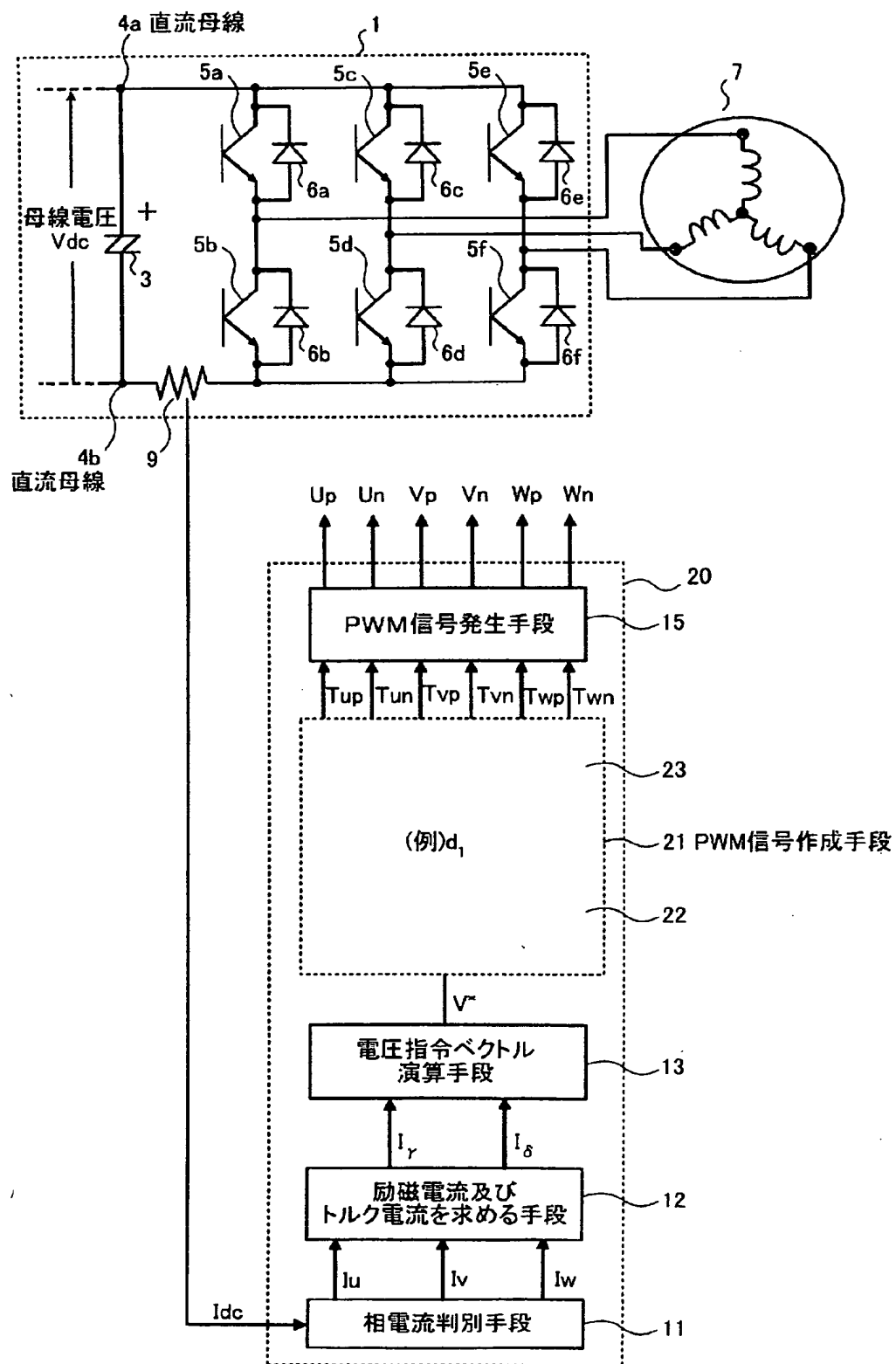
電圧指令ベクトルを挟む60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと対応するゼロベクトルとに与える発生時間比率を前記電圧指令ベクトルに基づき割り付けて60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルと少なくとも1種類のゼロベクトルとを作成する作成手段と、

前記電圧指令ベクトルに対応するゼロベクトルを構成する長さの等しい各120度の位相差を持つ3種類のベクトルを用いて、前記電圧指令ベクトルの発生時間比率を、前記60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトルのいずれか一方の基本電圧ベクトルを含み各120度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトルに分配し、それに基づき、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと、各60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて作成するとともに、前記2種類のゼロベクトルに与える発生時間比率を所定の割合で変更する分配手段とを備え、さらに

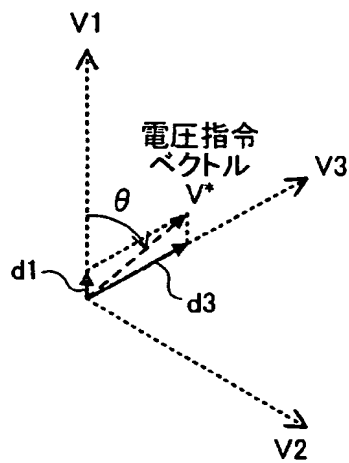
前記作成手段が作成する60度の位相差を持つ2種類の基本電圧ベクトル及び少なくとも1種類のゼロベクトルを用いて3相PWM信号を発生するケースと、前記分配手段が作成する60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び1種類のゼロベクトルと60度の位相差を持つ3種類の基本電圧ベクトル及び2種類のゼロベクトルとを切り替えて用いて3相PWM信号を発生するケースとを切り替える切替手段、

を備えていることを特徴とする請求項19に記載の3相PWM信号発生装置。

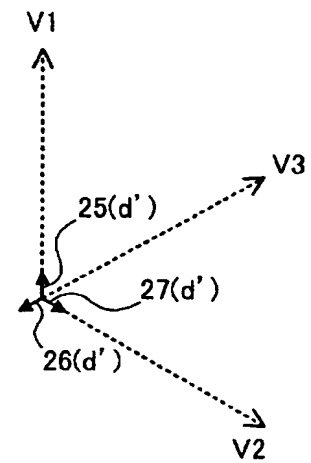
[図1]



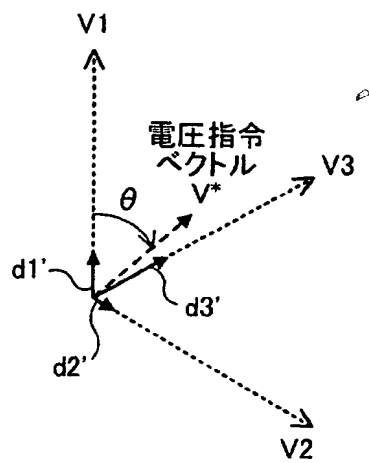
[図2]



(a)



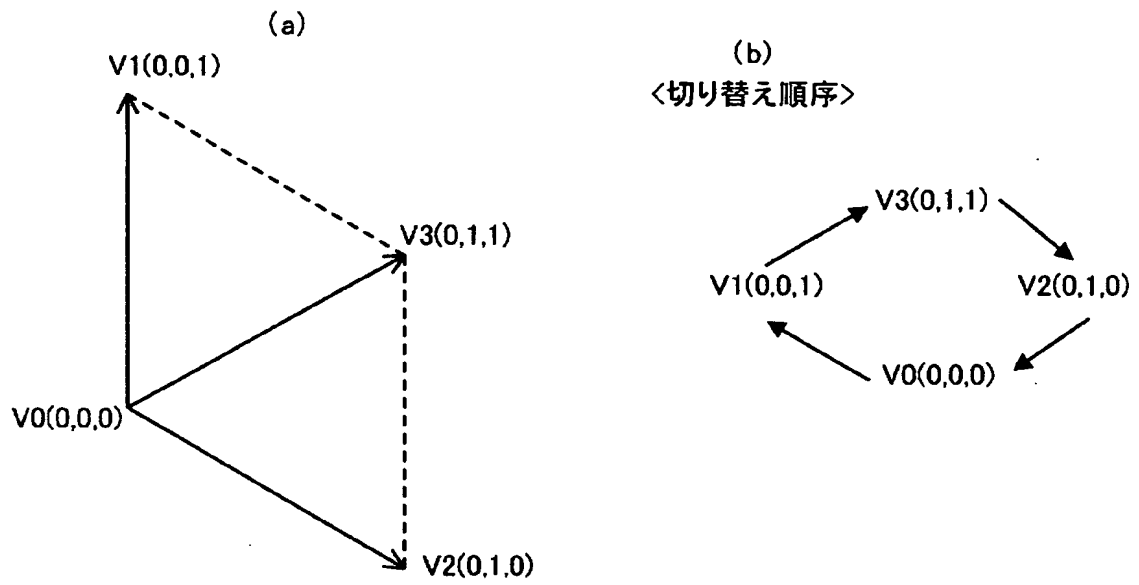
(b)



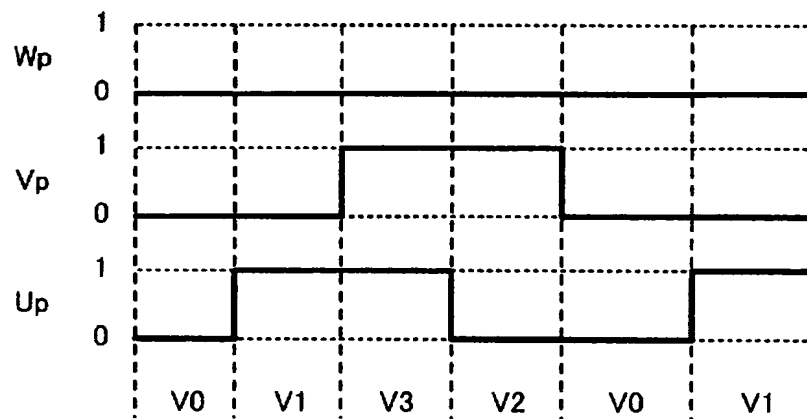
(c)



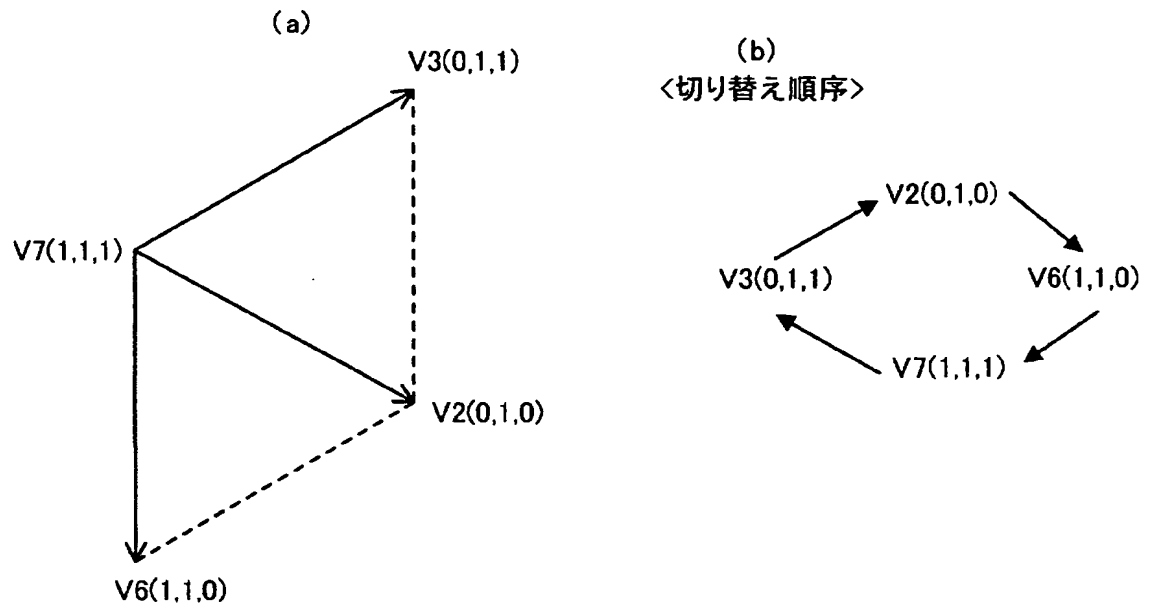
[図3]



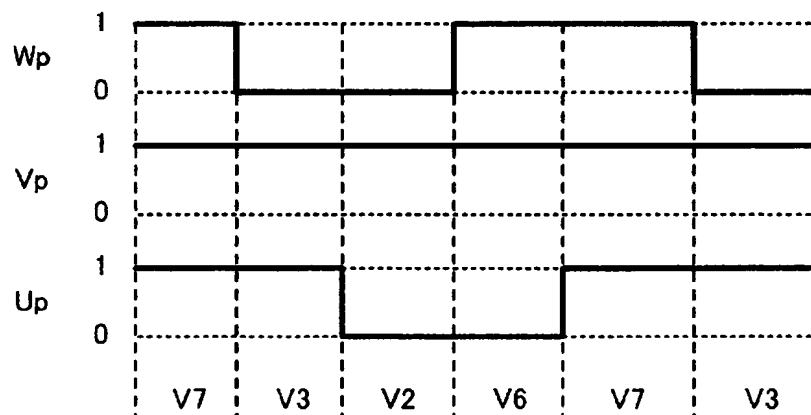
[図4]



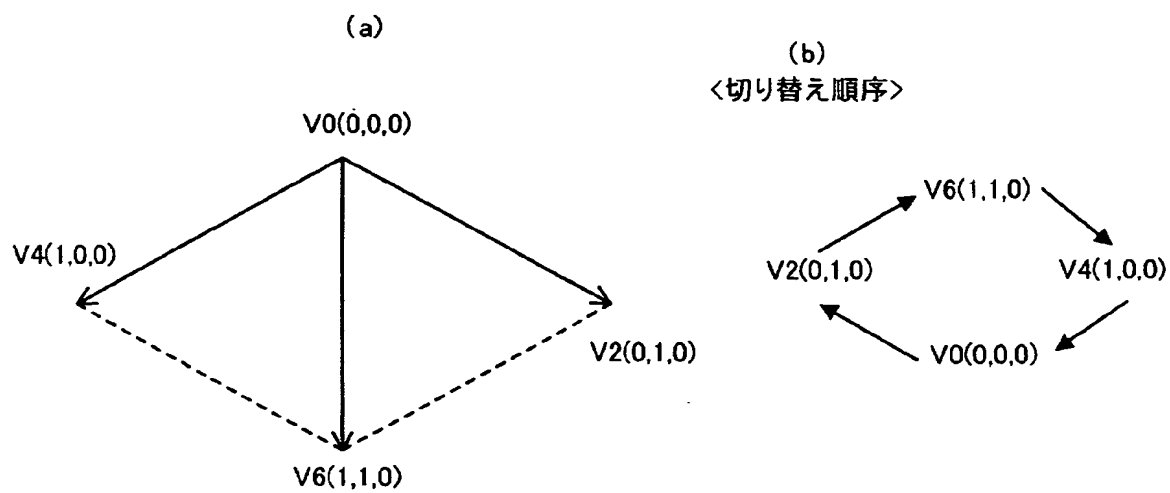
[図5]



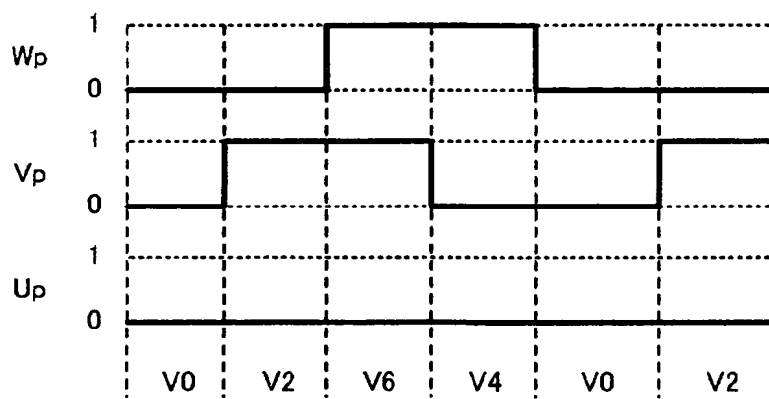
[図6]



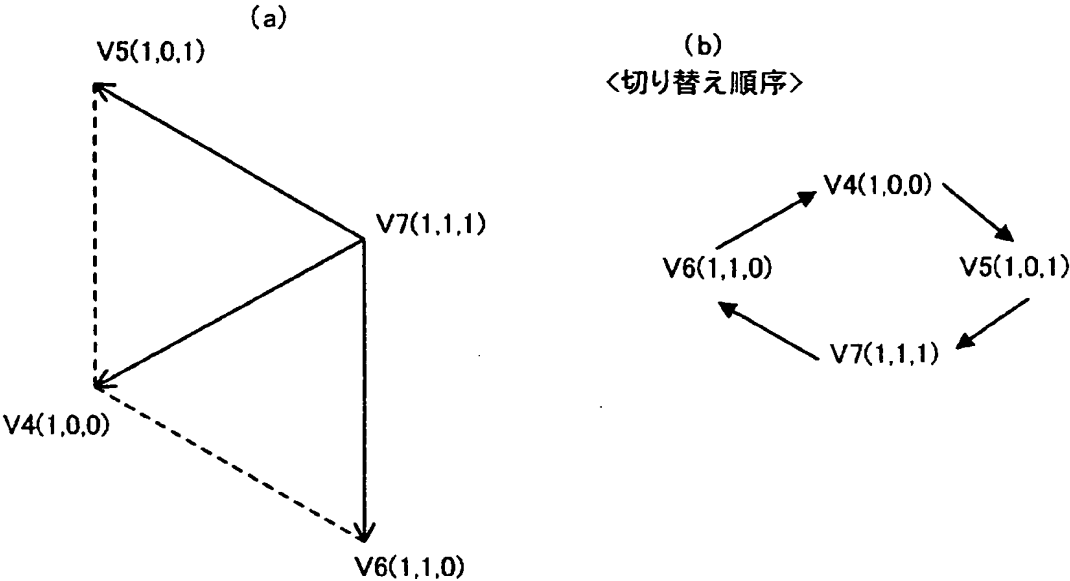
[図7]



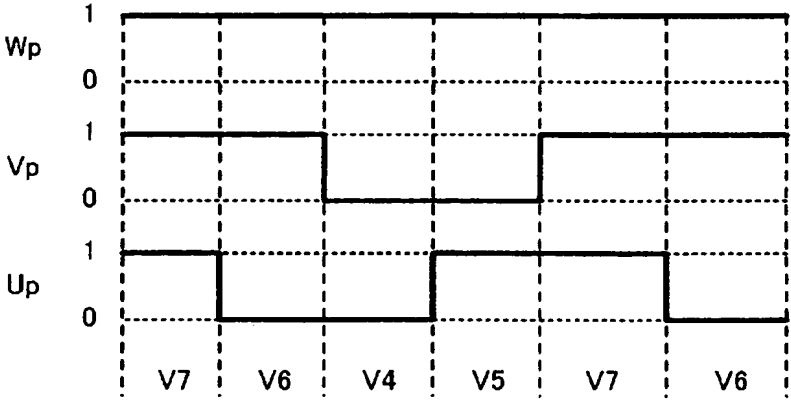
[図8]



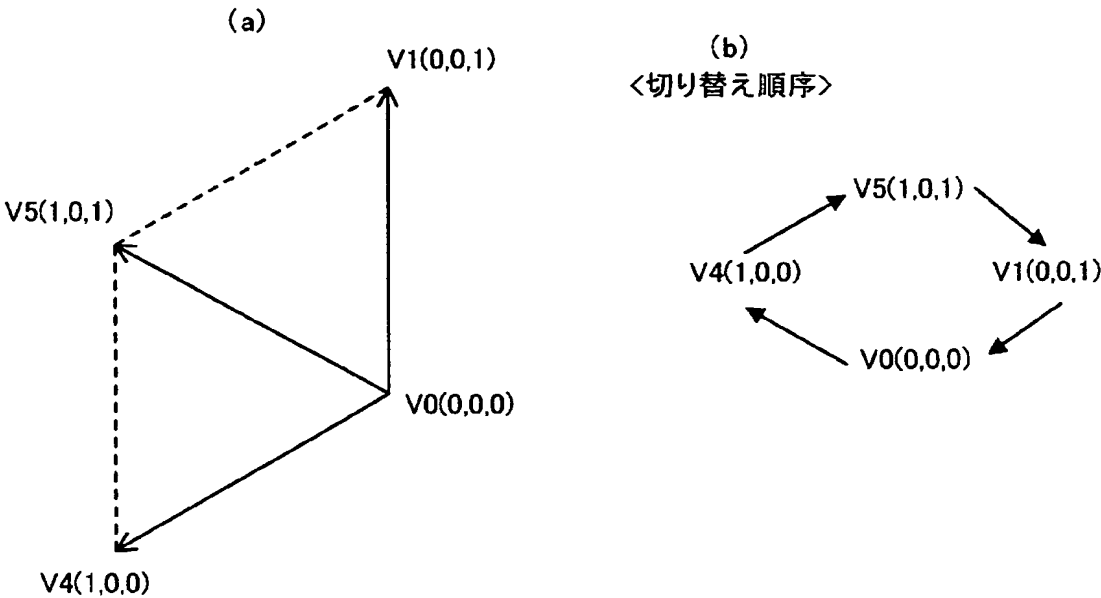
[図9]



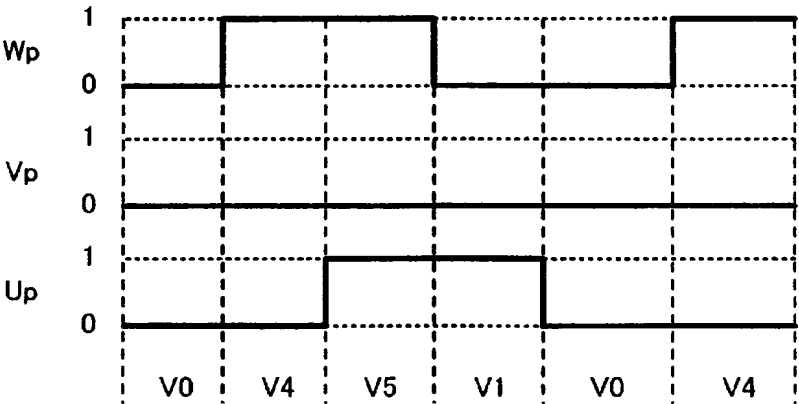
[図10]



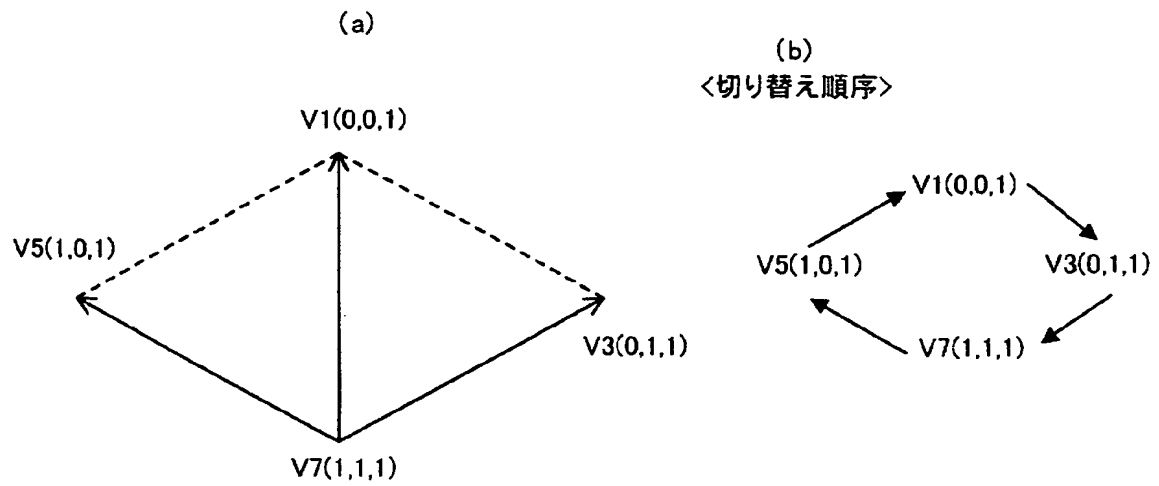
[図11]



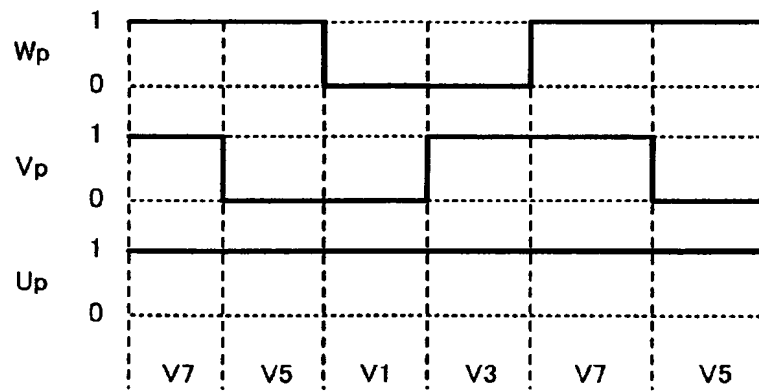
[図12]



[図13]



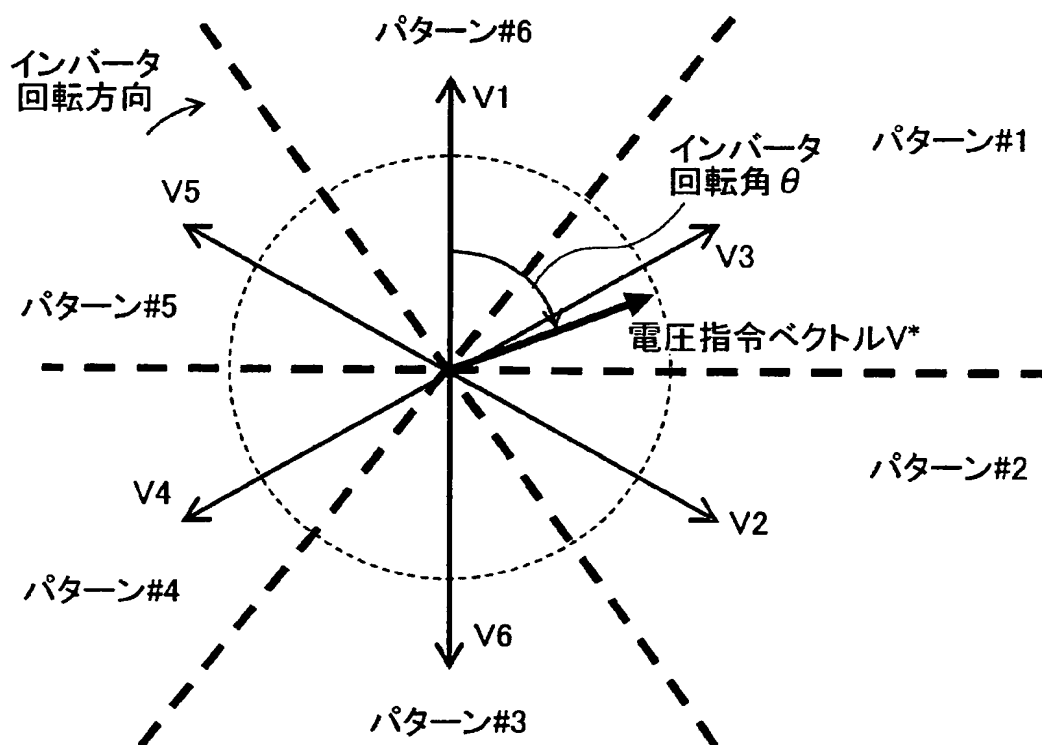
[図14]



[図15-1]

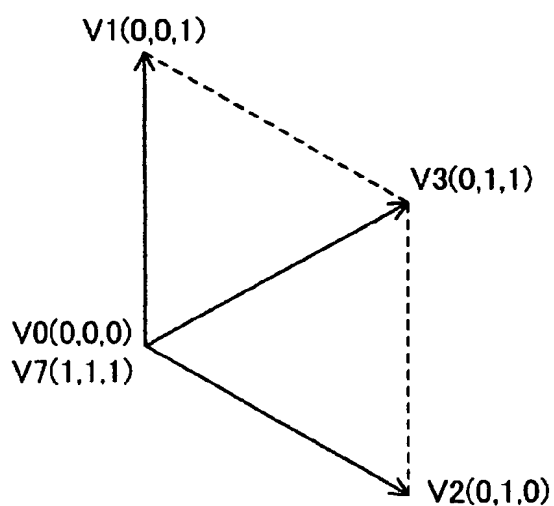
インバータ回転角 $\theta$ [度]	パターン
0以上、30未満	#6
30以上、90未満	#1
90以上、150未満	#2
150以上、210未満	#3
210以上、270未満	#4
270以上、330未満	#5
330以上、360未満	#6

[図15-2]



[図16]

(1)



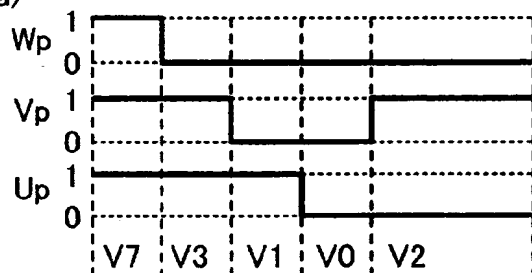
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#21)&gt;

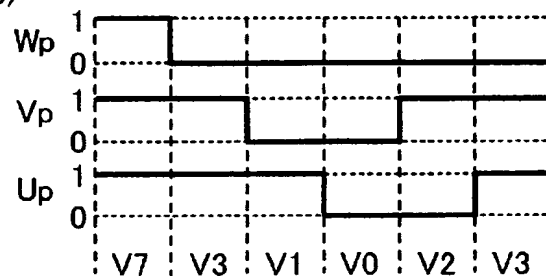
(a)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2$ (b)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V3$ (c)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1$ (d)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V3$ 

[図17]

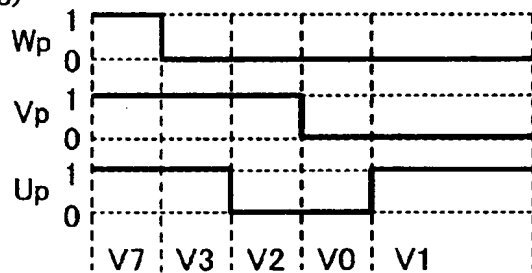
(a)



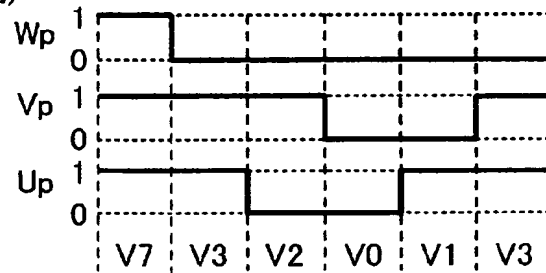
(b)



(c)



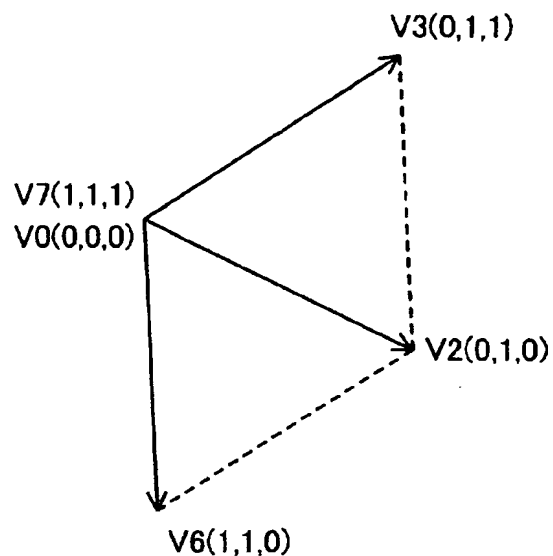
(d)





[図18]

(1)



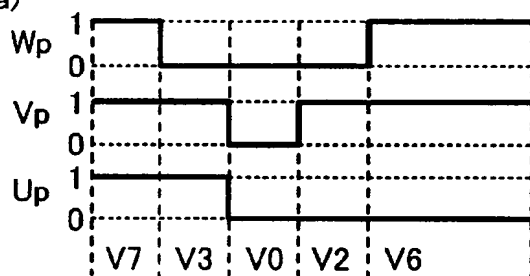
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#22)&gt;

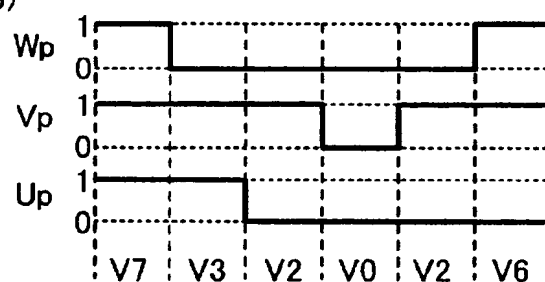
(a)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V6$ (b)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V6$ (c)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V3$ (d)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V3$ 

[図19]

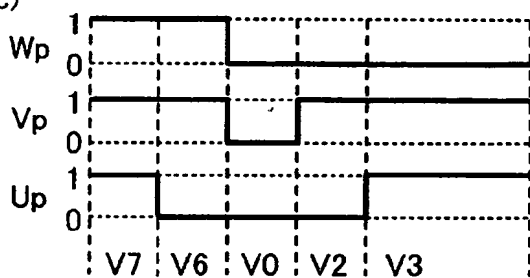
(a)



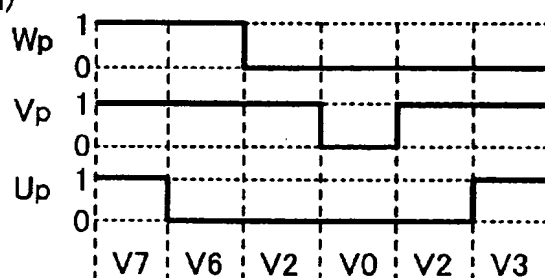
(b)



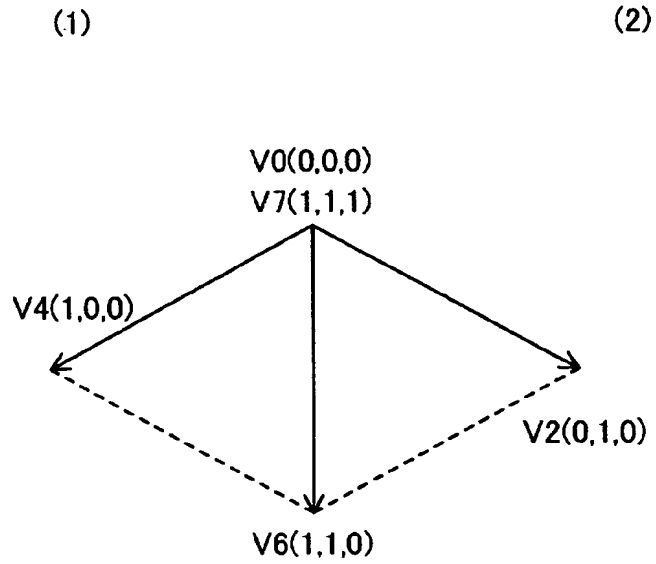
(c)



(d)



[図20]

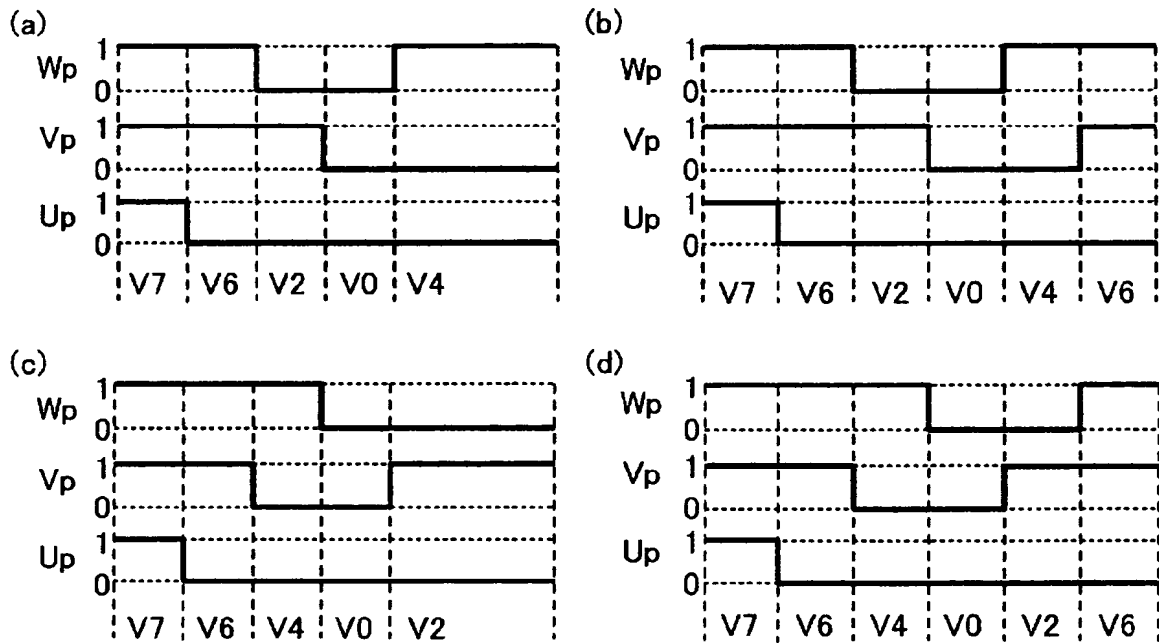


(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#23)&gt;

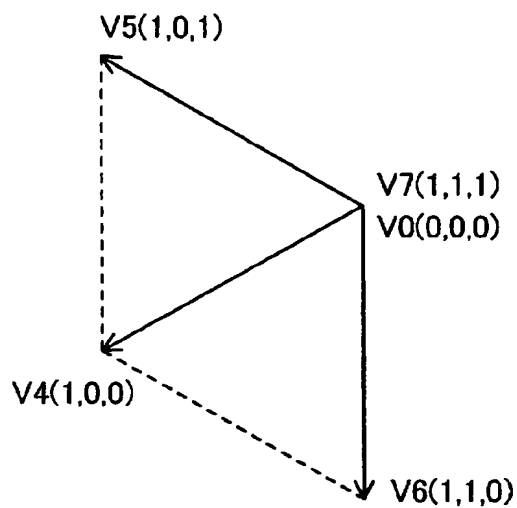
(a)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4$ (b)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V6$ (c)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2$ (d)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V6$ 

[図21]



[図22]

(1)



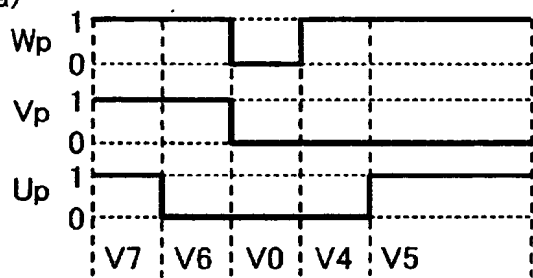
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#24)&gt;

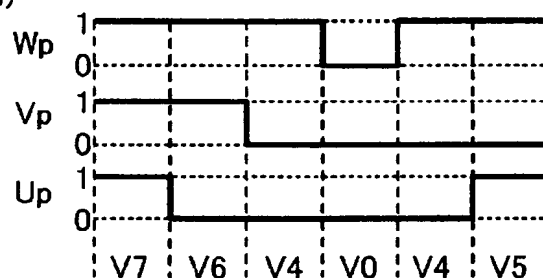
(a)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V5$ (b)  $V7 \Rightarrow V6 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V5$ (c)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V6$ (d)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V6$ 

[図23]

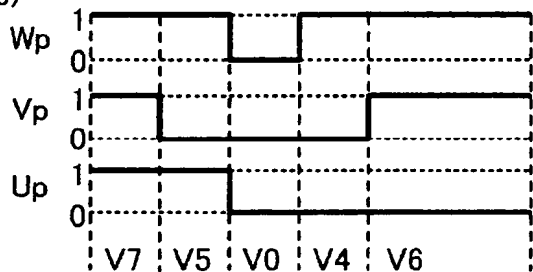
(a)



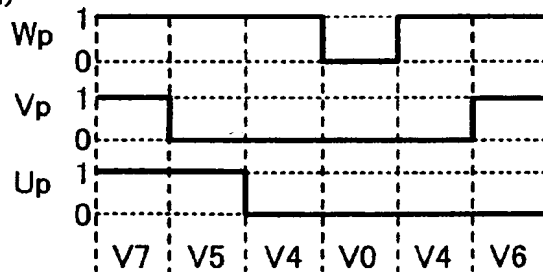
(b)



(c)

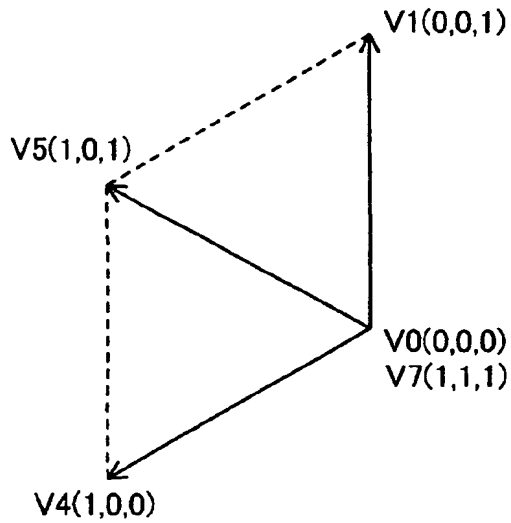


(d)



[図24]

(1)



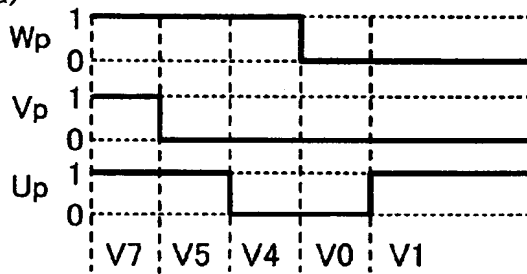
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#25)&gt;

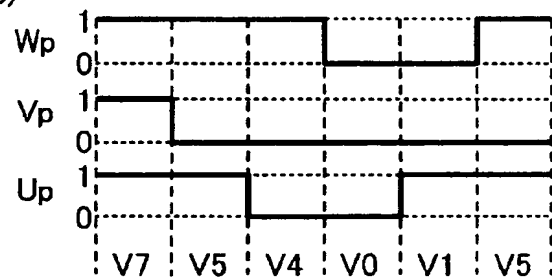
(a)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1$ (b)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V5$ (c)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4$ (d)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V5$ 

[図25]

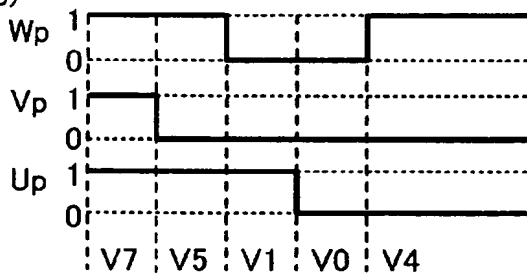
(a)



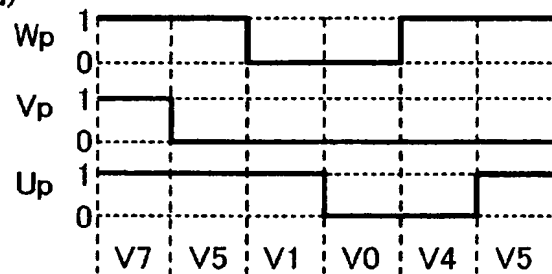
(b)



(c)

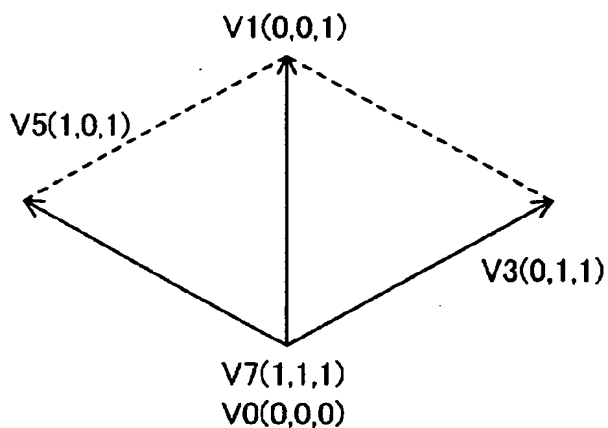


(d)



[図26]

(1)



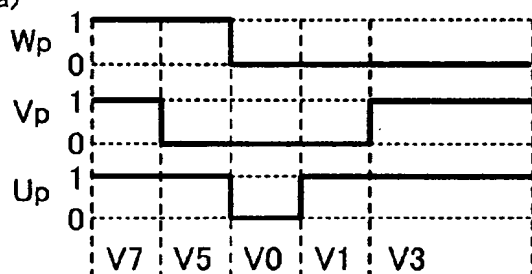
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#26)&gt;

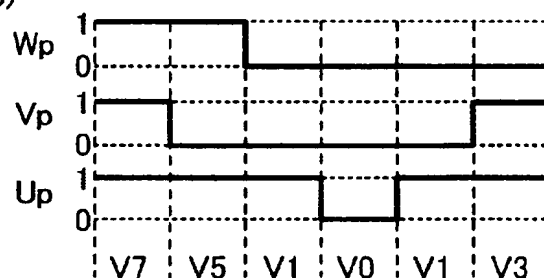
(a)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V3$ (b)  $V7 \Rightarrow V5 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V3$ (c)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V5$ (d)  $V7 \Rightarrow V3 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V5$ 

[図27]

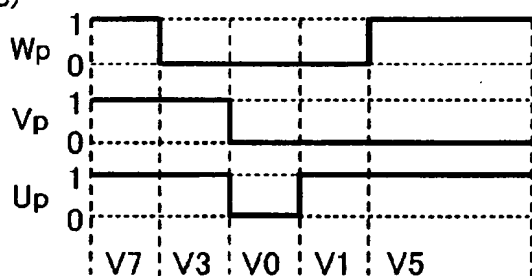
(a)



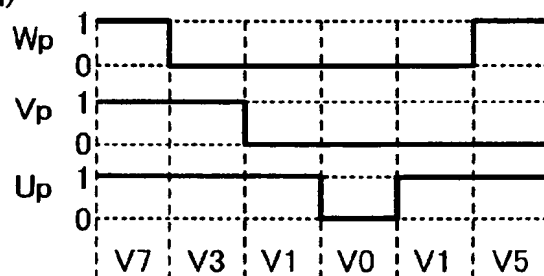
(b)



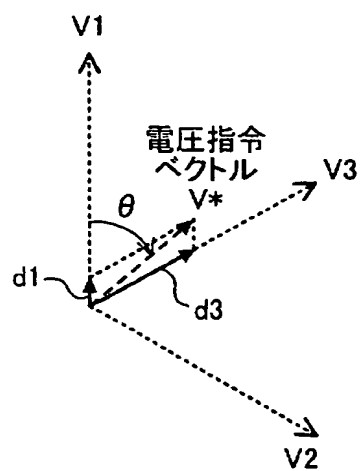
(c)



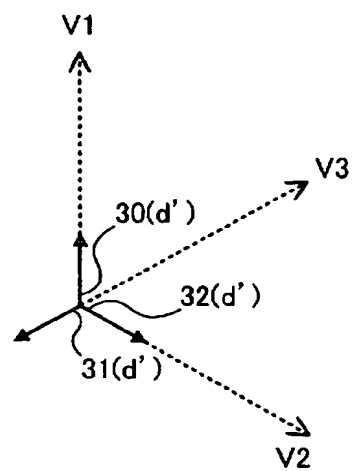
(d)



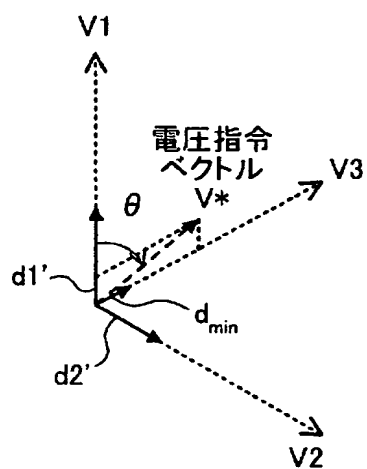
[図28]



(a)

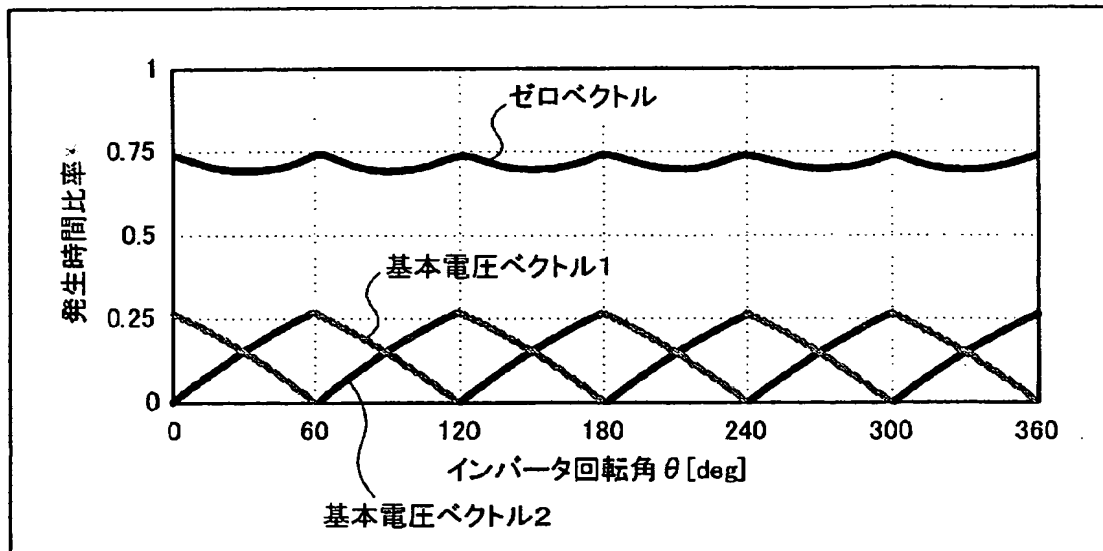


(b)

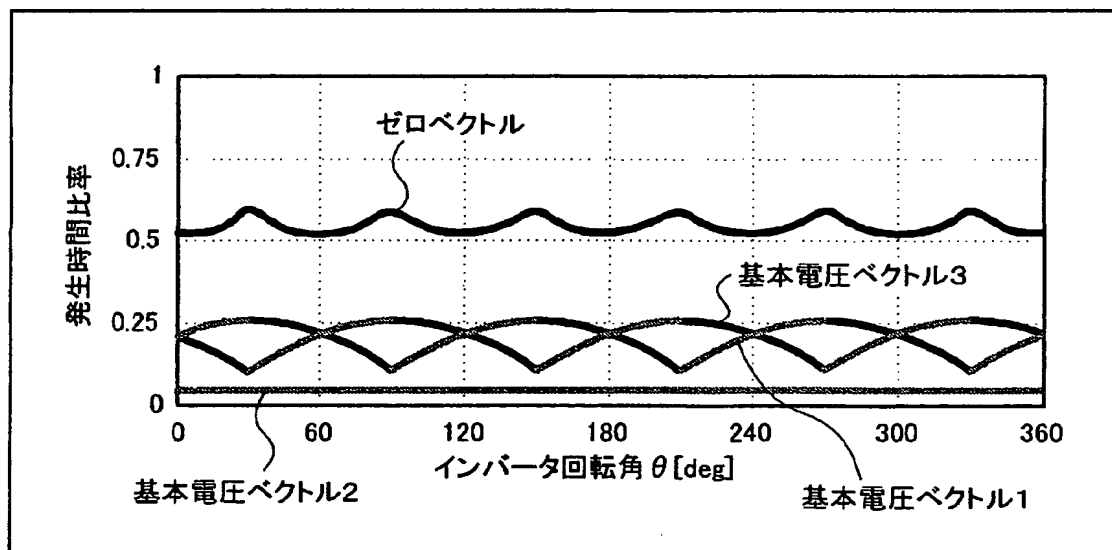


(c)

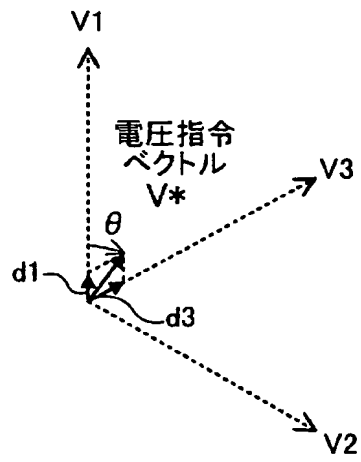
[図29-1]



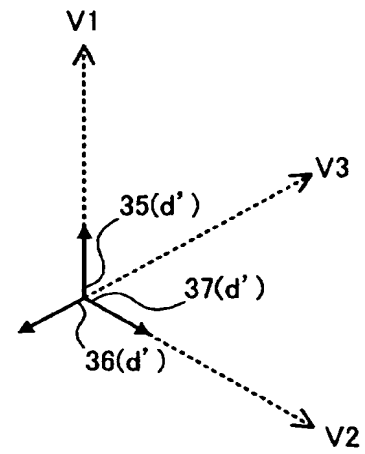
[図29-2]



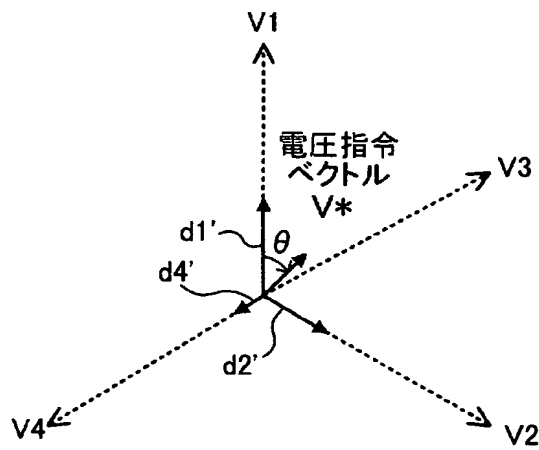
[図30]



(a)



(b)



(c)

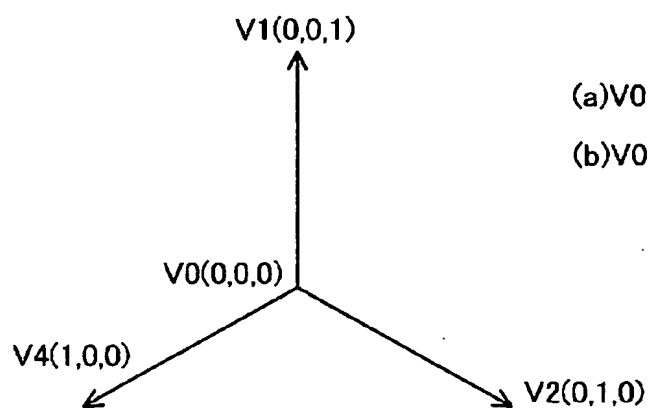


[図31]

(1)

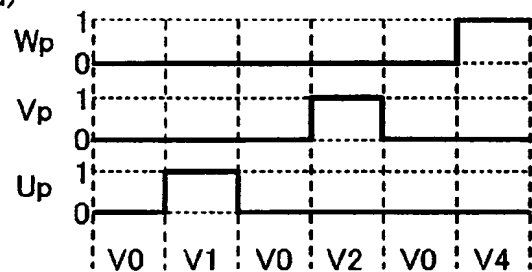
(2)

&lt;切り替え順序 (パターン#31)&gt;

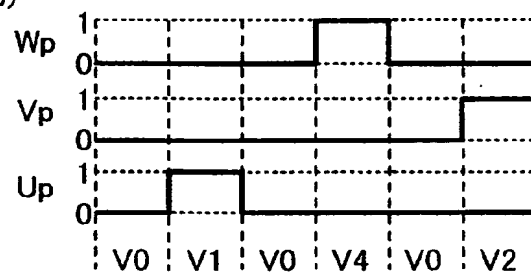
(a)  $V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4$ (b)  $V0 \Rightarrow V1 \Rightarrow V0 \Rightarrow V4 \Rightarrow V0 \Rightarrow V2$ 

[図32]

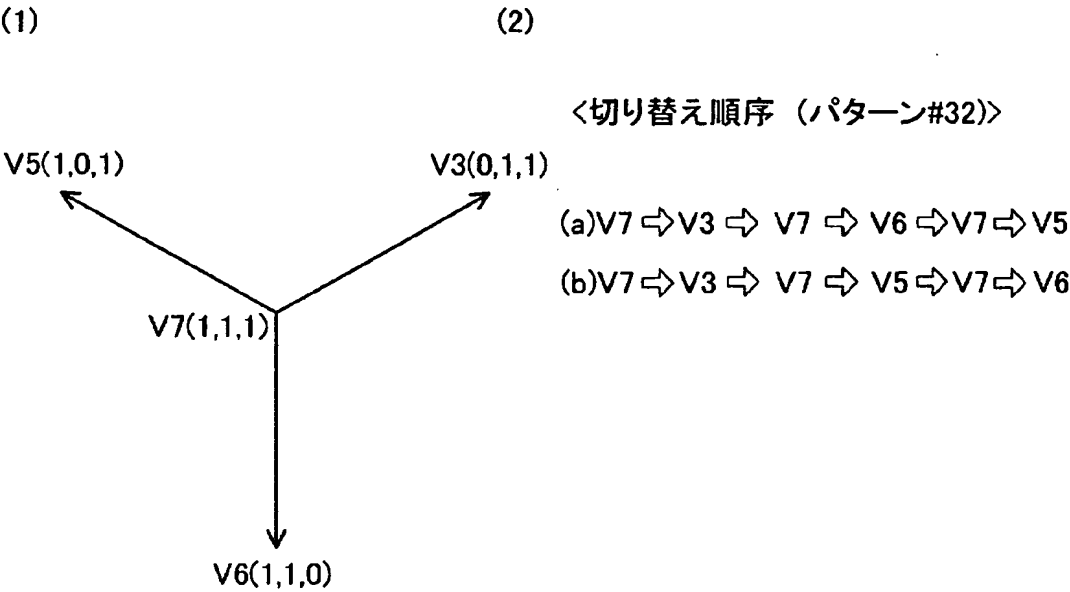
(a)



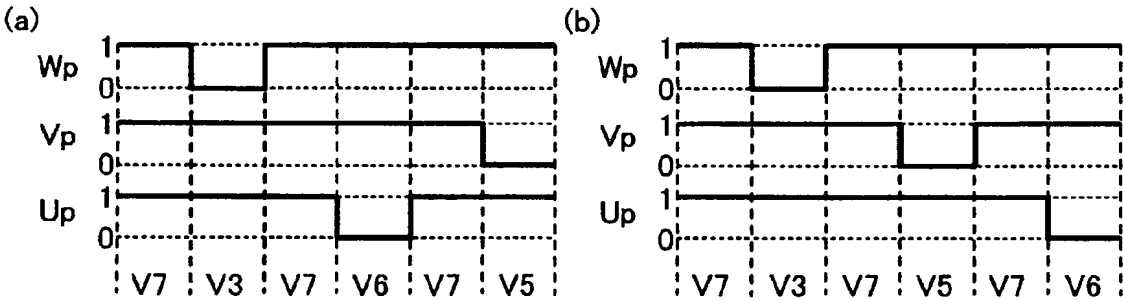
(b)



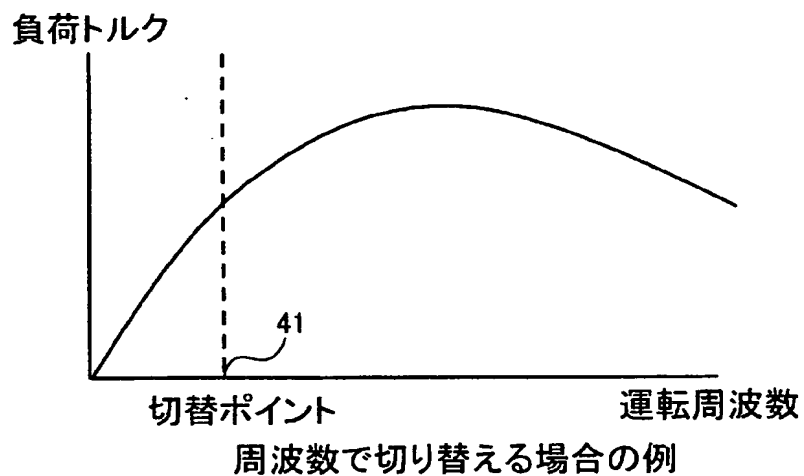
[図33]



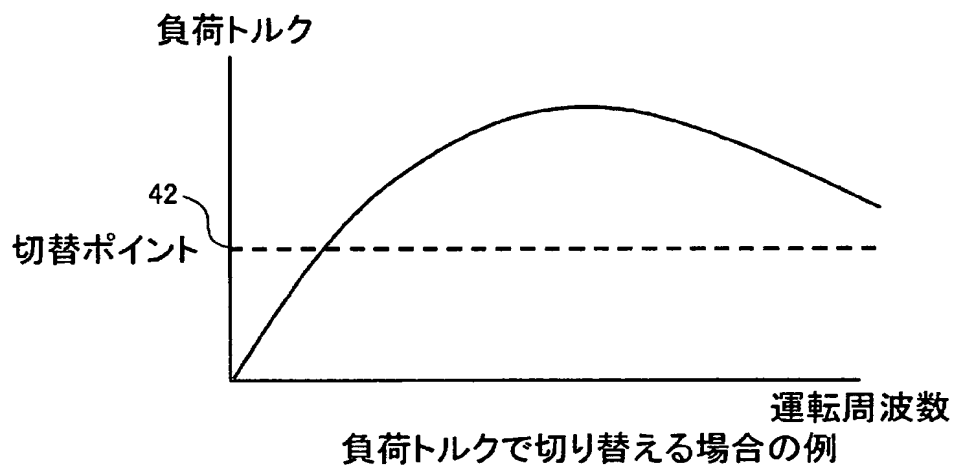
[図34]



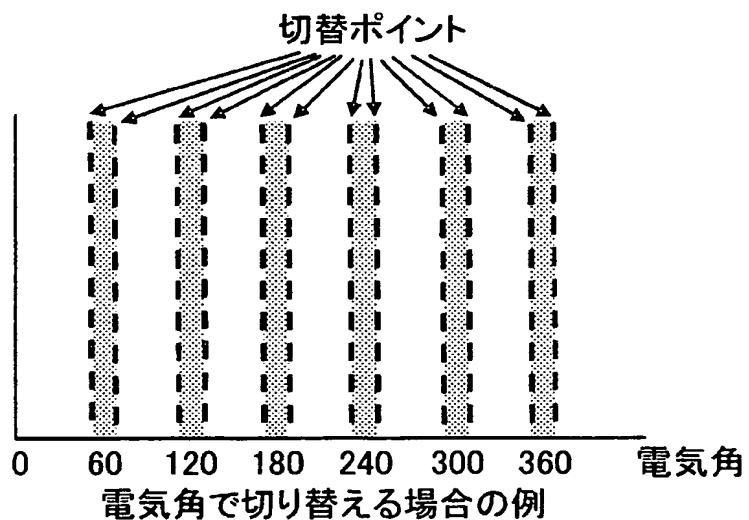
[図35-1]



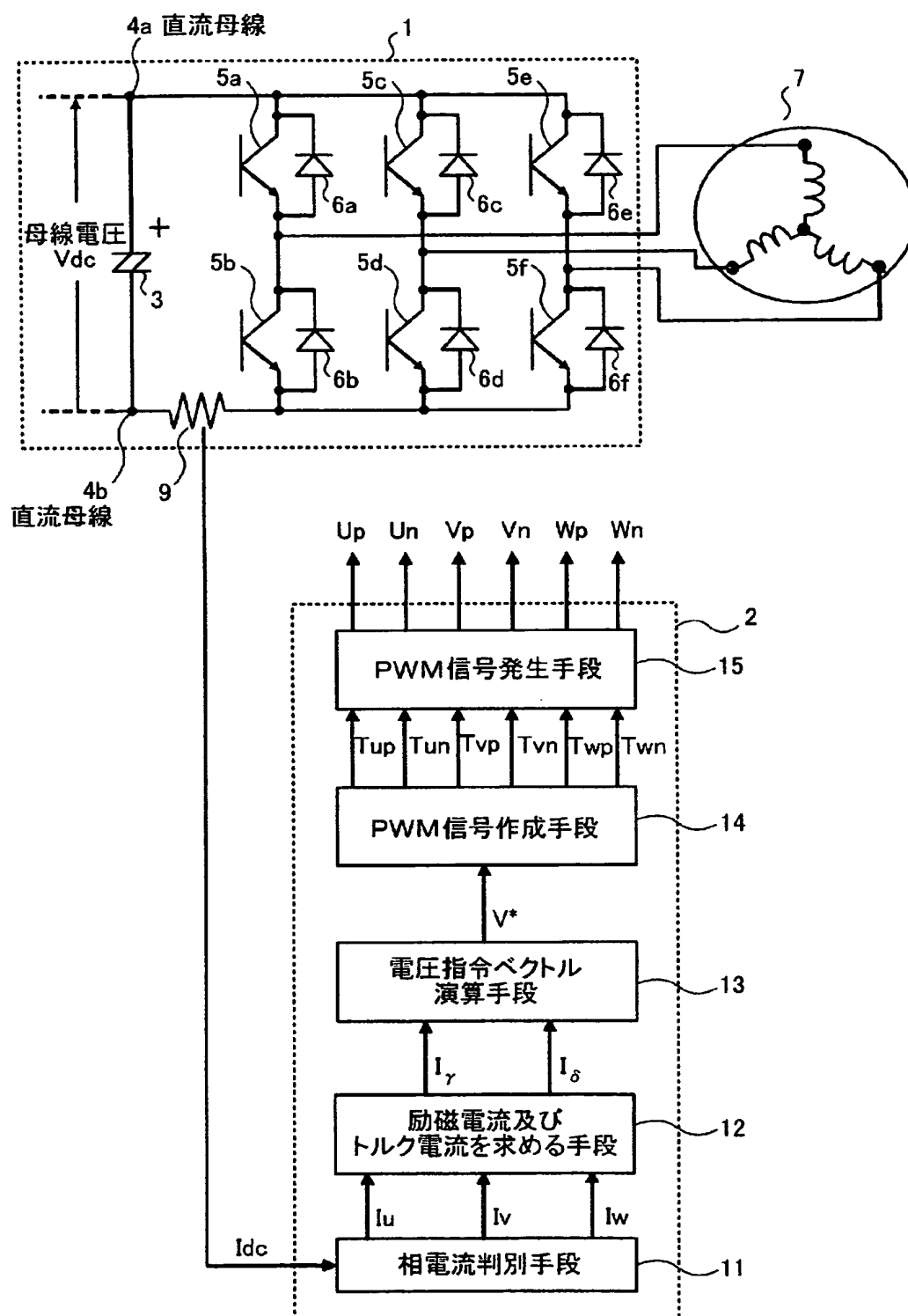
[図35-2]



[図35-3]



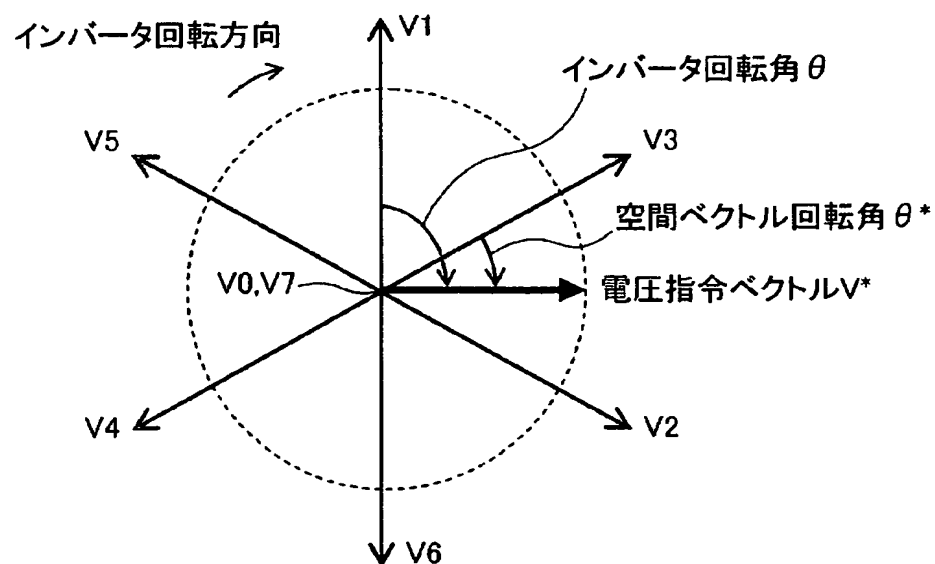
[図36]



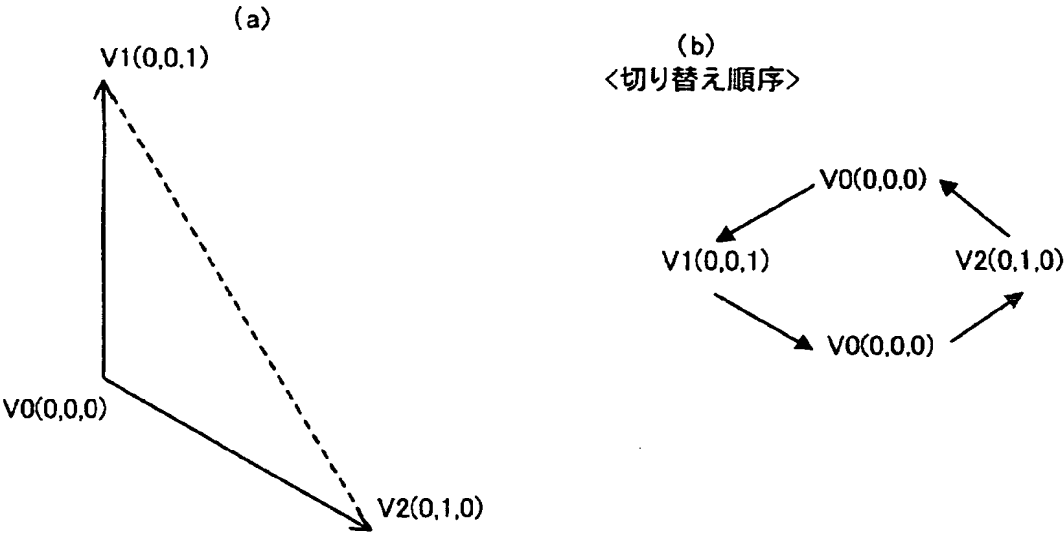
[図37]

基本電圧 ベクトル	$W_p$ (W相正側 スイッチング素子 論理状態)	$V_p$ (V相正側 スイッチング素子 論理状態)	$U_p$ (U相正側 スイッチング素子 論理状態)	観測可能 相電流
V0	0	0	0	観測不可
V1	0	0	1	$I_u$
V2	0	1	0	$I_v$
V3	0	1	1	$-I_w$
V4	1	0	0	$I_w$
V5	1	0	1	$-I_v$
V6	1	1	0	$-I_u$
V7	1	1	1	観測不可

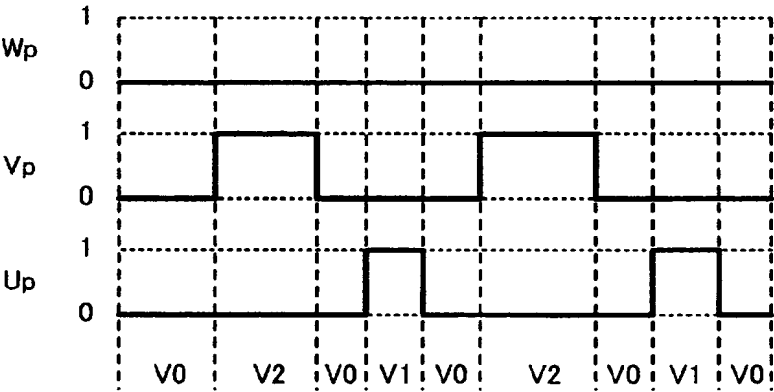
[図38]



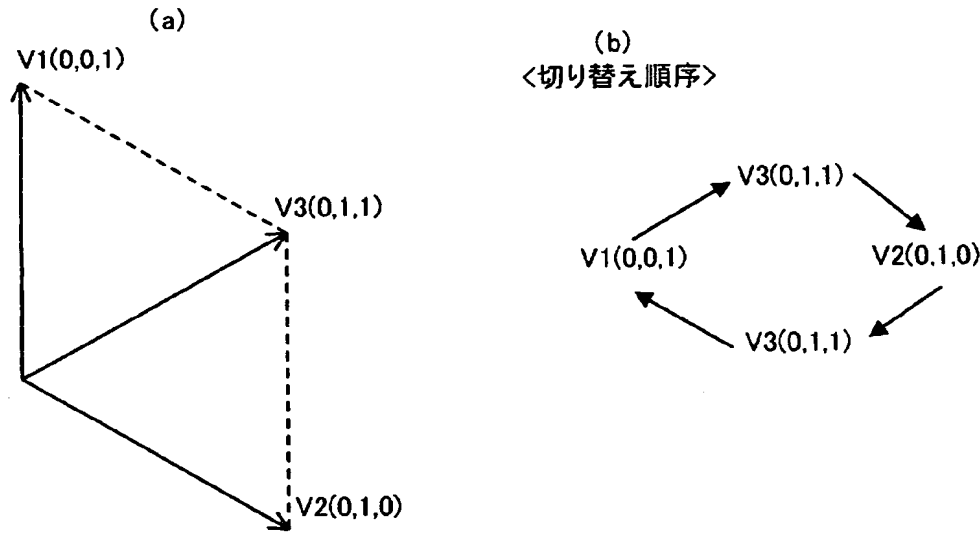
[図39]



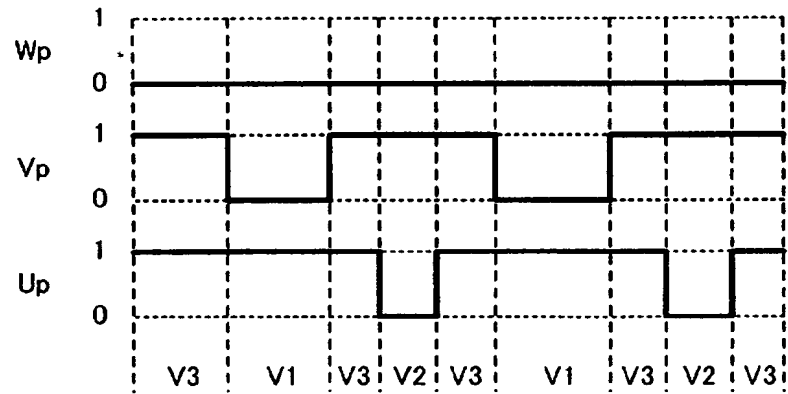
[図40]



[図41]



[図42]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/014658

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int .Cl <sup>7</sup> H02M7/48

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int .Cl <sup>7</sup> H02M7/48

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo	Shinan	Koho	1922-1996	Jitsuyo	Shinan	Toroku	Koho	1996-2005
Kokai	Jitsuyo	Shinan	Koho	1971-2005	Toroku	Jitsuyo	Shinan	Koho
								1994-2005

Electronic database consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-134845 A (Mitsubishi Electric Corp.), 09 May, 2003 (09.05.03), & US 6459601 B1 & CN 1412926 A & CA 2377112 A	1-23
A	JP 7-143799 A (Isao TAKAHASHI, Sanken Electric Co., Ltd.), 02 June, 1995 (02.06.95), (Family: none)	1-23

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
30 August, 2005 (30.08.05)Date of mailing of the international search report  
13 September, 2005 (13.09.05)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.



## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H02M7/48

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H02M7/48

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996 年
日本国公開実用新案公報	1971-2005 年
日本国実用新案登録公報	1996-2005 年
日本国登録実用新案公報	1994-2005 年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリーホ	引用文献名 及び一部の箇所が関連するとき注、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 2003-134845 A (三菱電機株式会社) 09. 05. 2003 & U S 6459601 B1 及 CN 1412926 A & CA 2377112 A	1 - 23
A	J P 7-143799 A (高橋勲、サンケン電気株式会社) 02. 06. 1995 (7アミリーなし)	1 - 23

r C欄の続きにも文献が列挙されている。

r パテントファミリーに関する別紙を参照。

## ホ 引用文献のカテゴリー

IAJ 特に関連のある文献ではなく、一般的技术水準を示すもの

IEJ 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

ILJ 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

Ioj 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

rpj 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の役に公表された文献

ITJ 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

IXJ 特に関連のある文献であって、当議文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

IYJ 特に関連のある文献であって、当議文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによつて進歩性がないと考えられるもの

I&amp;J 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

30. 08. 2005

国際調査報告の発送日

13. 09. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

川端 修

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

3V

8718